G. MATORÉ

COURS ELEMENTAIRE D'ELECTRONIQUE

EDITIONS RADIO

Les 5 grands de l'électronique

Spécimen gratuit sur demande

★

Toute l'électronique

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée fondée en 1934. Traitant de tous les aspects de l'électronique, elle est lue par tous les techniciens spécialisés de l'agent technique à l'ingénieur de recherches.

★

RADIO constructeur & dépanneur

Revue mensuelle fondée en 1936 et consacrée principalement à l'étude de l'appareillage « grand public » : récepteur de radio et de télévision. S'adresse aux revendeurs, artisans, dépanneurs et étudiants.

★

TELEVISION

Revue mensuelle fondée en 1939. Seule en Europe spécialisée dans la technique de télévision. Lue par la quasi totalité des techniciens TV, tant en France que dans de nombreux pays étrangers.

★

électronique *Industrielle*

Revue mensuelle fondée en 1955 et s'adressant aux promoteurs et utilisateurs des méthodes et appareils électroniques appliqués à tous les domaines de l'industrie.

★

ELECTRONIQUE ACTUALITÉS

Journal bimensuel fondé en 1965, destiné aux cadres supérieurs de l'industrie et contenant toutes les nouvelles techniques, commerciales, financières et syndicales.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, Paris (6e) - Tél. : 033-13-65

Cours élémentaire d'électronique

G. MATORÉ

✳

Cours élémentaire d'électronique

✳

TRANSISTORS
T U B E S
COMPOSANTS
APPLICATIONS

✳

EDITIONS RADIO
9, RUE JACOB, PARIS - 6e

Copyright by EDITIONS RADIO, 1966
Tous droits de traduction et de reproduction réservés pour tous pays.
Microfilms et photocopies, même partiels, interdits.

Imprimé en France
Imprimerie du Bugey - Belley (Ain)

Dépôt légal : 4e trimestre 1966
Editeur no 410 — Imprimeur no 288

INTRODUCTION

L'électronique se réduit en dernier ressort à l'emploi judicieux d'éléments simples, chargés d'amplifier ou de transformer courants ou tensions électriques à des fins particulières.

La meilleure façon d'aborder l'étude de l'électronique est d'apprendre pourquoi, quand et comment les semiconducteurs et les tubes sont utilisés dans les montages, et quel est le rôle des résistances, condensateurs et bobinages qui les accompagnent.

Familiariser le lecteur avec ces cinq « composants », tel est le but de cet ouvrage.

A cet effet l'auteur se sert d'un langage simple, accessible aisément au profane ; il ne fait pas appel à des mathématiques (juste un peu d'arithmétique pour situer des valeurs), préférant exposer les mécanismes physiques des phénomènes étudiés.

En fin de volume, l'auteur brosse un tableau des applications multiples de l'électronique, qu'il s'agisse des appareils de réception « grand public » ou des principales utilisations dans l'industrie. Pour conclure, il donne quelques schémas de montages divers, très simples, que le lecteur n'aura aucune peine à réaliser lui-même (et notamment un récepteur à transistors).

Il faut vraiment lire ce COURS ÉLÉMENTAIRE avant de pénétrer plus avant dans les détails de la technique électronique, car alors tout deviendra plus facile. C'est dire que dans cet ouvrage théorie et pratique sont harmonieusement équilibrées.

L'EDITEUR.

CHAPITRE 1

LA STRUCTURE DE LA MATIERE

Nous ferons connaissance avec l'atome... Nous verrons comment les électrons interviennent dans les combinaisons chimiques des éléments... Nous expliquerons ce qu'est le courant électrique, comment s'effectue son passage dans les conducteurs et semiconducteurs...

Depuis une vingtaine d'années, la physique atomique a accompli des progrès qui sont pour le moins fantastiques. L'insécabilité de l'atome, qui était hier encore le « credo » du savant, s'est révélée au monde comme étant une fausse théorie et la fission de l'atome a bouleversé les concepts de la science... et de la conscience..

Si l'épouvante s'empare de l'homme méditant sur les conséquences possibles de ce qui pourrait très bien n'être au départ qu'une simple erreur de calcul dans un laboratoire où l'on taquine l'atome, ou encore le geste d'un forcené déclenchant le pire, on n'en espère pas moins que la physique nucléaire sera demain une très grande, sinon la plus grande bienfaitrice de l'humanité.

L'homme est arrivé aujourd'hui à un point très avancé de la connaissance de la constitution de la matière, et cependant chaque nouvelle découverte laisse entrevoir un nouveau terrain à découvrir dans cet univers qu'est la matière...

La molécule

La matière est divisible en particules extrêmement petites, mais elle n'est cependant pas divisible à l'infini.

Si quelques milligrammes de certains parfums vaporisés dans une pièce suffisent à en odoriser l'atmosphère, si quelques milligrammes d'un colorant peuvent teinter d'énormes quantités de liquide (un petit grain de permanganate de potassium ne peut-il pas colorer en violet l'eau d'une baignoire ?), c'est donc que les corps peuvent se diviser en infimes parti-

cules. Toutefois de nombreux faits (études par rayons X, lois de la chimie...) nous prouvent que la matière n'est pas divisible à l'infini : un corps est formé de particules telles que, si elles sont divisées, l'individualité chimique de ce corps est détruite.

Nous énoncerons la très importante définition suivante :

La molécule d'un corps pur est la plus petite particule, la particule élémentaire de ce corps, susceptible d'exister à l'état libre.

Toutes les molécules d'un corps, d'une espèce chimique, sont identiques. Elles ont la même masse et elles possèdent intégralement les propriétés physiques et chimiques du corps considéré.

On connaît actuellement plus d'un million de variétés de molécules.

Pour donner une idée de la prodigieuse petitesse de la molécule des gaz, nous dirons que 1 centimètre cube d'un gaz quelconque, à la température de 0 °C, sous la pression de 760 mm de mercure (pression atmosphérique normale), renferme deux cent soixante-dix milliards de milliards de molécules !

L'atome

Le chlorure de sodium (sel de cuisine) est composé de deux éléments : le chlore et le sodium qui sont des corps simples entrant en combinaison pour donner le chlorure de sodium. Toutes les molécules du chlorure de sodium étant identiques, chacune d'elles contient donc des particules de chlore et de sodium. Ces particules sont appelées atomes.

Nous énoncerons une nouvelle définition tout aussi importante :

L'atome est la particule élémentaire d'un corps simple, susceptible d'entrer dans les combinaisons chimiques.

Mais l'atome à lui seul est un ensemble fort complexe ; c'est une sorte de système solaire à échelle extraordinairement réduite. En son centre se trouve le noyau, formé de protons et de neutrons. Le *proton* est une particule porteuse d'une charge élémentaire d'électricité positive ; le *neutron* est dépourvu de charge électrique. Autour du noyau gravite un essaim d'électrons. L'*électron* est une particule porteuse d'une charge élémentaire d'électricité négative. La charge négative de l'électron est égale et opposée à la charge positive du proton ; et comme dans un atome normal il existe autant d'électrons que de protons, *l'atome est électriquement neutre.*

Les électrons sont disposés sur un certain nombre de couches concentriques qui, à partir du noyau, sont désignées dans l'ordre par les lettres K, L, M, N, O, P. Pour un corps donné, ces couches portent un nombre déterminé d'électrons, et cependant elles ne peuvent en accepter plus que leur nombre limite. C'est ainsi que :

La couche	K	comporte	au plus	2	électrons
»	L	»	»	8	»
»	M	»	»	18	»
»	N	»	»	32	»
»	O	»	»	18	»
»	P	»	»	8	»

La couche la plus proche du noyau ne peut porter au total que 2 électrons. S'il y en a un de plus, une seconde couche se forme, qui peut en contenir au maximum 8, et ainsi de suite... Néanmoins nous dirons que, dans certains atomes très complexes, on trouve des électrons sur les couches extérieures alors que certaines couches intermédiaires restent incomplètes.

Les ions

Le noyau est électriquement positif ; les électrons, eux, sont négatifs. Noyau et électrons exercent des forces d'attraction mutuelle, puisque des charges de signes opposés, au lieu de se repousser, s'attirent. Mais les forces d'attraction sont d'autant moins importantes, et plus faciles à briser, que les électrons sont plus éloignés du noyau. La couche externe d'un

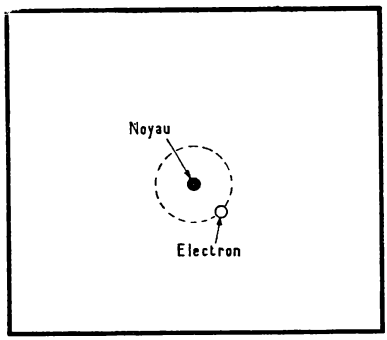


Fig. 1-1. — L'atome d'hydrogène possède un seul électron.

atome peut perdre des électrons, ou en adopter de nouveaux, sans pour autant, en ce cas, voir sa collection dépasser le nombre limite.

Qu'un électron quitte la couche externe d'un atome, cela correspond à l'enlèvement d'une charge élémentaire d'électricité négative à un ensemble qui, initialement, était électriquement neutre. De ce fait un déséquilibre apparaît : l'atome devient un *ion positif,* auquel est associé un électron libre.

En revanche, lorsqu'un atome fixe un électron supplémentaire, il devient cette fois un *ion négatif,* puisque, là encore, il y a déséquilibre, mais dans l'autre sens, cette fois : l'ensemble, électriquement neutre au départ, s'enrichit d'une charge négative du fait de la présence de l'électron fixé.

Les combinaisons chimiques

La couche externe d'un atome tend à compléter sa collection d'électrons quand elle en possède un nombre voisin de son nombre limite.

Considérons l'atome d'hydrogène. Sa représentation schématique est toute simple, puisqu'il ne compte qu'un proton en son noyau, auquel est

associé, naturellement, un seul électron sur sa couche K (fig. 1-1). Cette couche K est incomplète. En effet : comme son nombre limite est 2, il lui manque 2 — 1 = 1 électron pour être complète.

Considérons maintenant l'atome d'oxygène, qui possède 8 protons en son noyau et, bien entendu, 8 électrons. Ces derniers sont ainsi répartis : 2 sur la couche K (complète) et 6 sur la couche L (fig. 1-2).

Cette couche L est donc incomplète, puisqu'il lui manque 8 — 6 = 2 électrons.

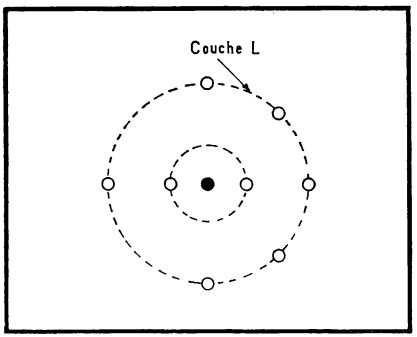


Fig. 1-2. — La couche L de l'atome d'oxygène possède 6 électrons.

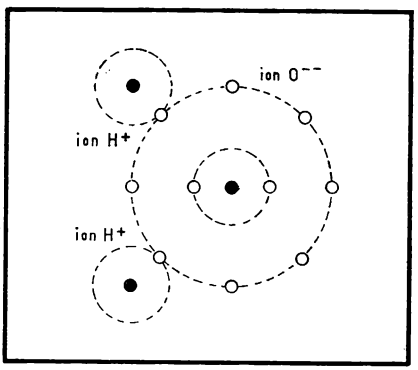


Fig. 1-3. — L'association de deux atomes d'hydrogène et d'un atome d'oxygène donne une molécule d'eau.

Mettons en présence un atome d'oxygène et deux atomes d'hydrogène. Les deux électrons que possèdent, ensemble, les atomes d'hydrogène, viennent compléter la couche L de l'atome d'oxygène, à laquelle il manquait précisément, nous venons de le voir, 2 électrons pour être complète (fig. 1-3). Ce phénomène électronique n'est rien d'autre, en vérité, qu'une association d'atomes, *une combinaison chimique* dont naît, tout simplement, une molécule d'oxyde d'hydrogène, laquelle est tout bonnement une vulgaire molécule d'eau. Sa formule chimique H^2 O reflète fort bien la combinaison de deux atomes d'hydrogène (symbole H) avec un atome d'oxygène (O). La réaction chimique est donc :

$$2\ H + O = H^2\ O$$

Dans cet ensemble moléculaire, l'atome d'oxygène s'est « enrichi » de deux électrons ; il est devenu ion négatif. Les deux atomes d'hydrogène ont chacun « perdu » un électron ; ils sont devenus ions positifs.

La molécule d'eau obtenue est chimiquement stable, elle ne se combinera pas volontiers avec de nouveaux atomes ni avec de nouvelles molécules. En effet, aucune place n'est plus disponible pour recevoir, sur les couches externes des ions associés, des électrons en provenance de nouveaux atomes qui entreraient en combinaison avec la molécule d'eau.

Prenons un autre exemple d'association d'atomes : mettons en présence un atome d'oxygène, un atome d'hydrogène, déjà connus, et un atome de sodium, dont le symbole chimique est Na (les deux premières lettres du mot latin *natrium*). Le noyau de l'atome de sodium compte 11 protons. Les 11 électrons de cet atome se trouvent donc ainsi répartis : 2 sur la couche K (complète), 8 sur la couche L (complète) et le onzième est solitaire sur la couche M. Ce dernier électron et celui de l'atome d'hydrogène vont passer sur la couche L de l'atome d'oxygène qui verra, de ce fait, sa collection complétée à 8 électrons (fig. 1 - 4). La molécule

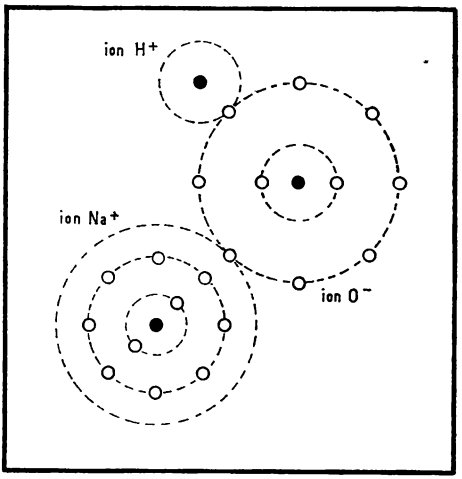


Fig. 1-4. — Un atome de sodium, un atome d'oxygène et un atome d'hydrogène s'associent pour former une molécule de soude caustique.

obtenue est une molécule d'hydroxyde de sodium ; en termes plus communs, c'est une molécule de soude caustique dont la formule est Na O H. Les ions assemblés sont : un ion oxygène négatif, un ion hydrogène positif et un ion sodium positif.

La molécule de soude caustique est chimiquement stable, puisqu'elle ne peut offrir, sur les couches externes de ses ions, aucune place à des électrons nouveaux arrivants.

Ces deux exemples nous ont montré clairement que les électrons périphériques interviennent, seuls, dans les associations d'atomes. Nous imaginerons sans peine qu'un atome, dont la couche externe est complète, n'entrera pas facilement en combinaison avec d'autres atomes. Tel est le cas de celui du *néon* dont la couche externe L comporte 8 électrons. Le néon n'a pratiquement pas d'affinités chimiques pour les autres corps ; il est, comme on dit, inerte. Par contre le *fluor*, dont la couche externe L possède 7 électrons, offre une place libre à un huitième électron. De nombreux atomes variés sont susceptibles de lui apporter cet unique électron manquant à sa collection : le fluor a beaucoup d'affinités chimiques, il entre très facilement en combinaison avec les autres éléments.

Conducteurs, diélectriques, semiconducteurs

Les électrons accomplissent inlassablement leurs révolutions sur leurs orbites elliptiques.

Ceux de la périphérie subissent, de la part du noyau, une attraction beaucoup plus faible que s'ils étaient sur les couches inférieures. Une élévation de la température ayant pour effet d'accroître la vitesse de gravitation des électrons, il se trouve que, même aux températures ambiantes courantes, les électrons périphériques d'atomes de cuivre, argent, nickel, or, etc. ont suffisamment d'énergie cinétique (énergie de mouvement) pour échapper à la force d'attraction du noyau et quitter la couche externe de leurs atomes d'origine. Un morceau de cuivre apparaît donc sous la forme d'un assemblage d'ions positifs, entre lesquels gravitent une multitude d'électrons libérés (fig. 1 - 5).

Il est facile de concevoir que ces électrons en pleine effervescence vont d'un atome à l'autre, mais à l'instant où ils quittent un atome (lequel devient ion positif), ils laissent ce qu'il est convenu d'appeler un « trou », une lacune, à caractère, évidemment, de charge élémentaire d'électricité positive. Ne correspond-elle pas à l'enlèvement, à l'atome, d'une charge élémentaire d'électricité négative ?

Cette lacune sera aussitôt comblée par un électron venant d'un atome voisin, rétablissant l'équilibre électrique rompu dans le premier atome. De

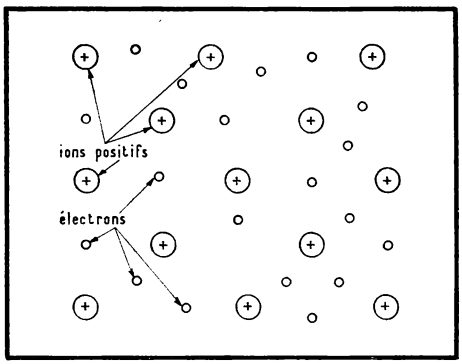


Fig. 1-5. — Un corps conducteur de l'électricité se présente sous la forme d'un assemblage d'ions métalliques (positifs) associés à de nombreux électrons (négatifs).

ce fait, le premier atome retrouve sa collection initiale d'électrons, alors que dans le second apparaît une lacune, porteuse d'une charge d'électricité positive, puisqu'un électron s'en est échappé pour aller combler la lacune existant dans le premier atome (fig. 1 - 6).

Le transfert d'un électron d'un atome à l'autre est accompagné du transfert équivalent d'une lacune, dans l'autre sens...

Soumettons un morceau de cuivre à un champ électrique en reliant les extrémités d'un fil de ce métal aux bornes d'un générateur de courant continu (une pile, un accumulateur, etc). Le pôle + (pôle positif) du générateur attire vers lui les électrons périphériques des atomes qui constituent le fil. Ces électrons vont se rendre vers le pôle + du générateur, cheminant d'atome en atome ; en même temps un nombre équivalent de lacunes vont se rendre vers le pôle « — » pôle négatif du générateur, cheminant également d'atome en atome, mais dans l'autre sens. Nous assistons à un transfert de charges électriques négatives (les électrons) au sein du fil conducteur accompagné du transfert correspondant de charges positives (les lacunes) en sens inverse (fig. 1 - 7). Il est évident que lorsque les électrons arrivent au pôle « + » du générateur, ce dernier les absorbe en fournissant autant de

lacunes. De même son pôle « — », à l'autre extrémité, échange autant d'électrons qu'il lui arrive de lacunes ; électrons et lacunes continuent leur progression à l'intérieur même du générateur, le circuit électrique est, comme on dit, fermé ; il est « bouclé » à l'intérieur du générateur.

Nous sommes bien en présence de déplacement de charges électriques ; un tel transfert constitue tout simplement un *courant électrique*. Mais nous remarquerons que les électrons vont, dans le circuit, dans le sens inverse du sens conventionnel de passage du courant, puisque ces électrons se

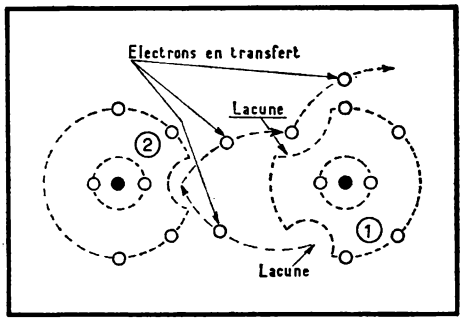


Fig. 1-6. — Un électron part de 1 en y laissant une lacune, pour aller combler celle existant en 2. L'électron est transféré de 1 en 2, la lacune correspondante est transférée de 2 en 1.

rendent du pôle « — » au pôle « + », alors qu'à l'époque où l'on en ignorait la nature, il a été admis que le courant allait du pôle « + » au pôle « — ». Cette contradiction entre le sens réel du déplacement des électrons et le sens conventionnel du courant ne saurait absolument rien changer à ses effets, ni aux lois de l'électricité. Aussi nous continuerons à ne parler que du courant électrique traditionnel, allant du pôle « + » vers le pôle « — » ; dans certains cas, et nous le préciserons, où nous serions obligés de « penser électrons » pour mieux comprendre les phénomènes que nous étudierons, nous parlerons de *courant électronique*.

Au cours de leur déplacement dans un fil conducteur, les électrons, sollicités par la borne positive du générateur, doivent vaincre les forces d'attraction, faibles, il est vrai, mais néanmoins existantes, qu'exercent sur eux les ions positifs métalliques (ions cuivre dans l'exemple que nous avons choisi). Pour vaincre ces forces, les électrons doivent déployer une certaine énergie qui se transforme en chaleur. Le passage du courant électronique (ou, ce qui revient au même, du courant électrique) a pour effet d'accroître la température au sein des conducteurs ; c'est *l'effet Joule*.

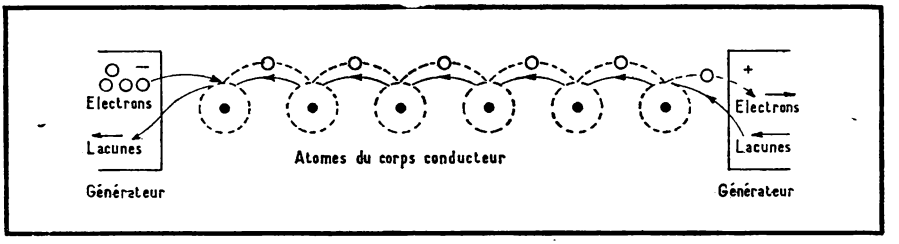


Fig. 1-7. — Le pôle + du générateur « aspire » les électrons et « débite » autant de charges positives (lacunes). Le pôle — du générateur « aspire » les lacunes et fournit autant d'électrons.

Remarquons que plus les forces d'attraction de la part des ions sont importantes, moins le transfert des électrons est facile, moins le courant électrique peut passer aisément dans le circuit qui lui résiste. Ainsi nous apparaît la notion de *résistivité* des corps, inverse de leur aptitude à conduire le courant électrique, qui dépend de la structure même des atomes qui les constituent. Il est évident qu'un corps est d'autant meilleur conducteur que ses atomes peuvent facilement perdre leurs électrons périphériques. Un corps facilement ionisable présente une bonne *conductibilité* ou, en d'autres termes, il présente une faible résistivité (la résistivité est l'inverse de la conductibilité). Nous remarquerons en outre qu'*un corps bon conducteur, dont les atomes perdent facilement leurs électrons périphériques, entrera aisément en combinaison chimique avec d'autres corps.*

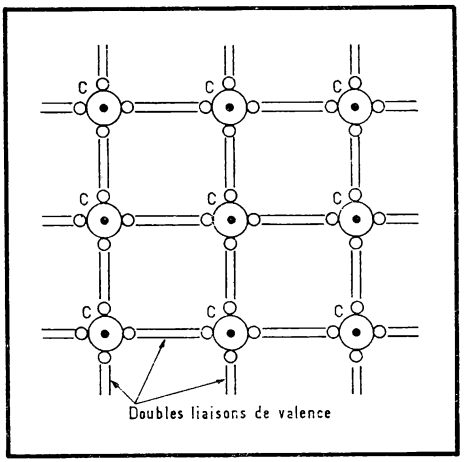


Fig. 1-8. — Les doubles liaisons de valence des atomes de carbone sont difficiles à briser.

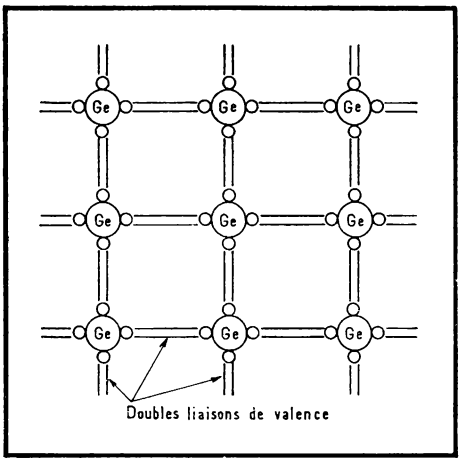


Fig. 1-9. — L'atome de germanium est tétravalent. Le germanium pur est mauvais conducteur de l'électricité.

En revanche, un corps dont les électrons sont solidement fixés sur les couches externes de ses atomes, par conséquent difficilement libérables, est *mauvais conducteur ;* on l'appelle *diélectrique* ou encore *isolant.* L'application d'une tension à un tel corps (connexion aux bornes d'un générateur) ne produit en lui qu'un courant très faible. Cependant, si une tension suffisamment élevée est appliquée à un mauvais conducteur, le courant franchit l'espace diélectrique sous forme d'étincelle ou d'arc électrique : c'est la destruction pure et simple du corps isolant. Un corps diélectrique ne livre pas facilement des électrons (libérables), il ne peut pas entrer aisément en combinaison chimique avec d'autres éléments :

Un corps bon conducteur du courant électrique possède beaucoup d'affinités chimiques, un corps mauvais conducteur en possède peu.

Voyons pourquoi certains corps sont faiblement conducteurs. Nous savons déjà que leurs électrons périphériques sont solidement fixés sur les couches externes des atomes qui les portent. Prenons le cas d'un cristal de carbone pur, corps isolant par excellence, à l'état pur. Ce morceau de carbone particulier (c'est du diamant), est constitué uniquement d'atomes... de carbone, qui possèdent 6 électrons, soit 2 électrons sur la couche K, 4 électrons sur la couche L (incomplète puisque son nombre limite est 8). Les 4 électrons périphériques constituent ce qu'on appelle les électrons de *valence* (ici tétravalence), les seuls susceptibles d'assurer une combinaison chimique avec les autres atomes. Comme nous n'avons en présence, ici, que des atomes de carbone, il se produit un phénomène incessant et très curieux : les atomes de carbone échangent mutuellement leurs électrons périphériques. Pour symboliser cette réciprocité, on a pris l'habitude de représenter par des doubles traits ces liaisons de valence entre atomes (fig. 1 - 8). La seule conséquence, d'importance, de cette association d'atomes de carbone est que, pratiquement, il n'existe pas d'électrons libérables au sein d'un cristal de carbone, les liaisons entre atomes sont solides ; le carbone pur est un très mauvais conducteur de l'électricité, ou, si vous voulez, un excellent diélectrique. Notons encore que notre cristal de carbone pur est électriquement neutre, il est constitué par des atomes qui le sont.

Il va sans dire que les corps réputés mauvais conducteurs peuvent être, et sont classés selon leur coefficient de diélectrique, tout comme les bons conducteurs sont classés d'après leur conductibilité, reflet de leur structure atomique.

Un certain corps, appelé *germanium*, possède, à l'état pur, des propriétés diélectriques remarquables. Son prix est élevé, mais on sait en produire du très pur, alors qu'on ne sait toujours pas produire du carbone pur (diamant).

Avec 4 électrons périphériques sur sa couche M, l'atome de germanium est tétravalent comme celui du carbone. Pour les mêmes raisons que nous avons vues à propos de ce dernier, le germanium est très mauvais conducteur de l'électricité. La représentation schématique d'un cristal de germanium est identique à celle du carbone, avec les doubles liaisons de valence entre atomes (fig. 1 - 9). Notons encore que l'ensemble est électriquement neutre.

Un autre corps, assez ressemblant, est l'*arsenic*, possédant dans les mêmes conditions de pureté des propriétés diélectriques équivalentes, mais avec la différence notoire, à savoir que son atome est pentavalent, c'est-à-dire que sa couche externe M porte 5 électrons périphériques.

Introduisons, au sein d'un cristal de germanium pur, un atome

d'arsenic (fig. 1 - 10). La belle harmonie architecturale de notre cristal est rompue ; l'atome d'arsenic a apporté avec lui son cinquième électron qui l'a détruite. Quatre de ses cinq électrons se font accepter dans la chaîne équilibrée du cristal de germanium (liaisons entre atomes) sans perturbation ; mais le cinquième n'est pas échangé avec d'autres atomes. Il reste électron libre.

Notre nouveau cristal est, évidemment, électriquement neutre ; mais nous pouvons dire qu'il possède un électron de trop, relativement à l'harmonie initiale ; il est, en un sens, « négatif ».

Introduisons d'autres électrons d'arsenic. Nous obtenons alors un cristal, toujours électriquement neutre, mais enrichi, comparativement au cristal de germanium pur, d'autant d'électrons qu'il comporte d'atomes d'arsenic. Nous sommes alors en présence d'un corps, artificiellement créé, capable d'assurer le passage d'un certain courant électrique, car il peut y avoir transfert d'électrons d'atome d'arsenic en atome d'arsenic (fig. 1 - 11). Notre cristal

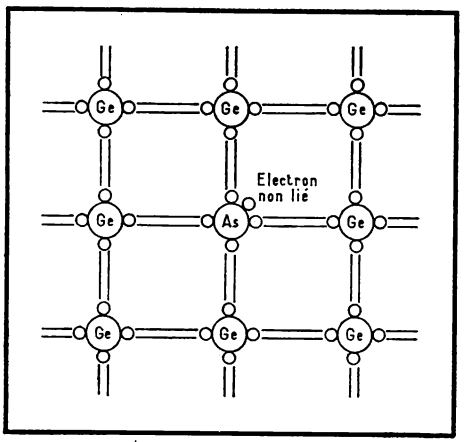


Fig. 1-10. — L'atome d'arsenic, avec ses 5 électrons périphériques, perturbe l'harmonie et les propriétés diélectriques du cristal de germanium.

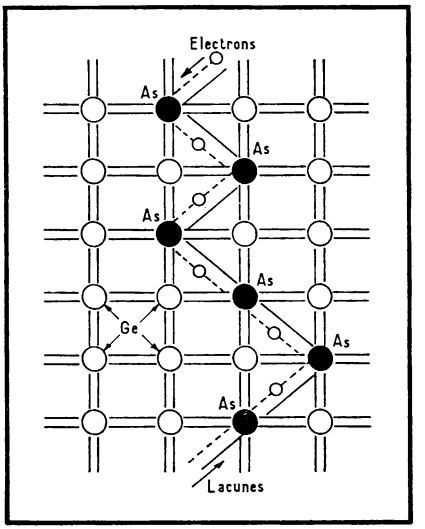


Fig. 1-11. — La présence d'atomes d'arsenic dans le cristal de germanium confère à ce dernier des propriétés semiconductrices.

de germanium « dopé » en impuretés (les quelques atomes d'arsenic incorporés) n'est plus un diélectrique, sans toutefois être bon conducteur du courant électrique. Sa conductibilité dépend du nombre d'atomes d'arsenic incorporés ; le situant entre bons et mauvais conducteurs, elle le fait qualifier de *semiconducteur.*

Comme l'apport dosé d'impuretés lui vaut d'être relativement plus négatif que le germanium pur, on dit qu'il est un semiconducteur du type « négatif » ; capable de « donner » des électrons, c'est un *donneur.*

Incorporons un atome de *bore,* au lieu d'un atome d'arsenic, à notre cristal de germanium pur. L'atome de bore possède, lui aussi, des propriétés diélectriques équivalentes, mais il est trivalent, c'est-à-dire que sa couche externe M porte 3 électrons. Ces derniers permettent l'association de l'atome de bore avec ceux de germanium sur trois voies au lieu de quatre. Il y a déséquilibre (fig. 1 - 12) sous forme... d'un trou, d'une lacune, puisqu'il manque en quelque sorte un électron pour réaliser l'harmonie architecturale.

Le cristal de germanium s'est ainsi enrichi d'une lacune porteuse d'une charge élémentaire d'électricité positive, bien qu'il soit resté électriquement neutre.

Un apport dosé d'impuretés sous forme d'atomes de bore confère au cristal de germanium des propriétés semiconductrices, puisqu'il peut alors assurer le transfert de lacunes d'atome de bore en atome de bore, et ce transfert s'effectue, en fait, par le transfert, en sens inverse, du nombre correspondant d'électrons.

Le cristal obtenu est relativement positif, en raison de ses lacunes, par rapport au cristal de germanium pur ; on dit qu'il est du type « positif ».

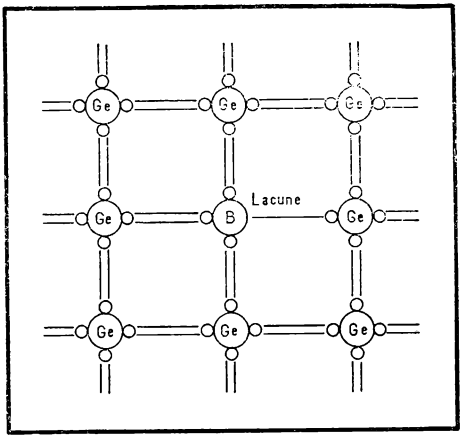


Fig. 1-12. — L'atome de bore ne possède que 3 électrons périphériques. Il apparaît une lacune dans le réseau cristallin du germanium.

Comme il peut « accepter » des électrons (pour combler ses lacunes), il est qualifié de semiconducteur *accepteur.*

♦

Mentionnons seulement pour terminer, que le rôle joué par les semiconducteurs prend une ampleur chaque jour plus grande en électronique, que les transistors sont certainement la plus belle de leurs applications. Ils ne sont autres, nous le verrons, que des assemblages judicieux de cristaux aux propriétés semiconductrices. Et l'électronique ne saurait plus se passer des transistors qui en ont conquis tous les domaines.

CHAPITRE 2

JONCTION p-n ET DIODE SEMICONDUCTRICE

On dit de l'électronique qu'elle est la « science des électrons » ; elle étudie les phénomènes de conduction de l'électricité dans le vide, les gaz, les semiconducteurs. En tant que technique, elle utilise les dispositifs fondés sur ces phénomènes.

Nous avons défini, au cours du chapitre consacré à la théorie atomique moderne, ce que sont les semiconducteurs de type *p* (positif) et de type *n* (négatif).

Nous allons étudier la jonction *p-n*, zone de contact de deux cristaux semiconducteurs *p* et *n* qui, assemblés, constituent la diode semiconductrice.

La diode semiconductrice à jonction p-n

Tout d'abord nous rappellerons qu'un semiconducteur est un corps situé, de par sa conductibilité, entre bons conducteurs de l'électricité et diélectriques.

Un semiconducteur du type *p* (positif) est caractérisé par sa richesse relative en lacunes (charges élémentaires d'électricité positive) ; c'est un accepteur d'électrons.

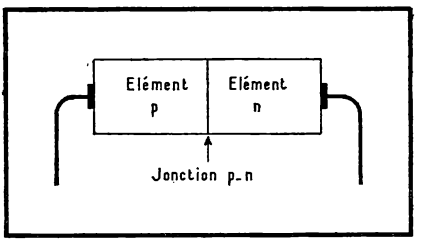


Fig. 2-1. — L'assemblage de deux éléments semiconducteurs du type p et du type n constitue une diode à jonction p-n.

Un semiconducteur du type *n* (négatif) est, lui, riche en électrons, quantités élémentaires d'électricité négative ; c'est un donneur d'électrons.

Assemblons deux éléments semiconducteurs respectivement du type *p* et du type *n* :

La zone de contact de deux éléments semiconducteurs p *et* n *est une jonction* p-n.

Munissons les éléments semiconducteurs d'électrodes (fils de connexion), l'ensemble constitue une *diode semiconductrice à jonction* p-n (fig. 2-1).

Le fonctionnement de la diode à jonction p-n

Pour étudier le fonctionnement de la diode semiconductrice, nous allons la soumettre à l'influence de champs électriques, en la connectant aux bornes d'un générateur de courant continu (pile, accumulateur, etc.).

Comme le générateur possède deux bornes et notre diode deux électrodes, il est bien évident qu'il existe *deux branchements possibles,* correspondant à ce qu'il est convenu d'appeler *l'alimentation directe et l'alimentation inverse.*

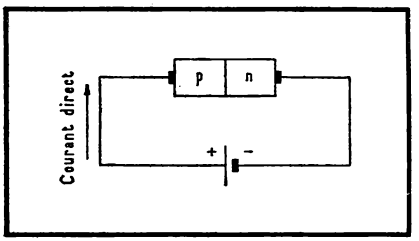


Fig. 2-2. — Le pôle + du générateur est relié à l'élément semiconducteur p **de la diode, le pôle — à l'élément** n **: l'alimentation est « directe ».**

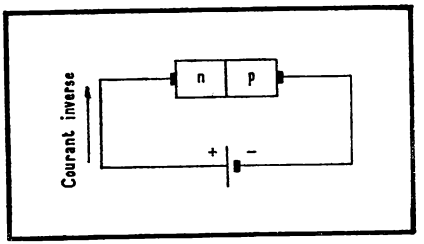


Fig. 2-3. — Le pôle + du générateur est relié à l'élément semiconducteur n **de la diode, le pôle — à l'élément** p **: l'alimentation est « inverse ».**

L'alimentation directe : l'élément semiconducteur *p* (positif) de la diode est relié au pôle + (positif) du générateur, son élément semiconducteur négatif étant connecté au pôle — (négatif) du générateur (fig. 2-2).

L'alimentation inverse : l'élément semiconducteur *p* (positif) de lla diode est relié au pôle — (négatif) du générateur, son élément *n* (négatif) étant connecté au pôle + (positif) du générateur (fig. 2-3).

Etudions d'abord le comportement de la diode à jonction *p-n* soumise à l'alimentation directe.

L'alimentation directe

L'expérience montre que *la diode alimentée « directement » est très conductrice,* opposant une *faible résistance au passage du courant électrique ;* ce dernier, appelé *courant électrique direct,* est donc important.

On dit encore qu'une diode semiconductrice, soumise à l'alimentation directe, est alimentée dans le sens de *conduction facile.*

Analysons le phénomène en réalisant l'expérience dont la figure 2-4 reproduit le schéma de montage.

L'élément semiconducteur *p* (positif) de la diode, riche en charges élémentaires d'électricité positive (lacunes) est relié au pôle + (positif)

du générateur. De ce fait les lacunes de l'élément *p* sont repoussées par le pôle + du générateur qui est, électriquement parlant, du même signe (positif) : les lacunes s'éloignent de l'électrode de connexion et progressent, dans l'élément semiconducteur *p* de la diode, en direction de la jonction (fig. 2-5).

L'élément semiconducteur *n* (négatif) de la diode, riche en charges élémentaires d'électricité négative (électrons) est relié au pôle — (négatif) du générateur. Ici les électrons de l'élément sont repoussés par le pôle — du générateur qui est, électriquement parlant, du même signe (négatif) : les électrons s'éloignent de l'électrode de connexion et progressent dans l'élément semiconducteur *n* de la diode, en direction de la jonction.

Nous obtenons ainsi, aux abords immédiats de la jonction *p-n*, une concentration de lacunes dans l'élément semiconducteur *p* et une concentration d'électrons dans l'élément semiconducteur *n* ; les conditions sont remplies pour qu'un échange de charges élémentaires d'électricité s'effectue entre les éléments semiconducteurs *p* et *n* de la diode.

Des électrons, venant de l'élément *n* (donneur d'électrons) franchissent aisément la jonction pour aller combler les lacunes que leur offre l'élément *p* (accepteur d'électrons) ; le transfert d'électrons de l'élément *n* vers l'élément *p* est associé au transfert équivalent, mais en sens inverse, d'autant de lacunes qui franchissent la jonction pour passer de l'élément *p* dans l'élément *n*.

Nous savons qu'un tel transfert de charges (électriques) correspond au passage d'un courant électrique ; nous assistons bien, ici, au passage d'un courant à travers la jonction, allant de l'élément *p* vers l'élément *n* (c'est-à-dire dans le sens inverse du passage des électrons).

Les électrons, venant de l'élément *n*, après avoir franchi la jonction, se retrouvent dans l'élément *p* ; attirés par le pôle + du générateur auquel l'élément *p* est relié, ils continuent leur progression dans cet élément, cheminant d'atome « impureté » en atome « impureté » de l'élément, pour atteindre le pôle + du générateur. Ce dernier les aspire en fournissant en contrepartie un nombre rigoureusement identique de lacunes, lesquelles lacunes effectuent le chemin inverse parcouru par les électrons. Les lacunes, émises par le pôle + du générateur, traversent d'abord l'élément semiconducteur *p* de la diode, franchissent la jonction, cheminent dans l'élément *n* pour atteindre le pôle — du générateur qui les aspire en délivrant autant d'électrons qu'il reçoit de lacunes...

Le transfert des charges élémentaires d'électricité (lacunes et électrons) s'effectue aisément à travers la diode soumise à l'alimentation directe, un courant électrique « direct » passe facilement dans la diode, dans le sens de l'élément *p* vers l'élément *n* ; en d'autres termes :

La diode semiconductrice à jonction p-n, *alimentée directement, présente une conduction facile du courant électrique direct.*

Pour symboliser ce sens de conduction facile du courant électrique direct, il a été convenu, dans les schémas, de représenter la diode comme le montre la figure 2-6.

Mais prenons garde à l'élévation de température qui apparaît dans les éléments de la diode !

Le passage d'un courant électrique provoque l'échauffement des conducteurs qu'il parcourt (effet Joule). Une élévation de température active le mouvement des électrons sur leurs orbites de gravitation, accroissant leur énergie cinétique (énergie de mouvement), c'est l'*effet thermo-électronique*. Plus l'activité des électrons est intense, plus la conductibilité du conducteur est grande, plus le conducteur s'échauffe, plus sa conductibilité augmente, les effets sont cumulatifs.

Le courant direct traversant la diode semiconductrice est important : la diode s'échauffe très vite, ce qui pourrait avoir des conséquences dangereuses pour la vie de la diode.

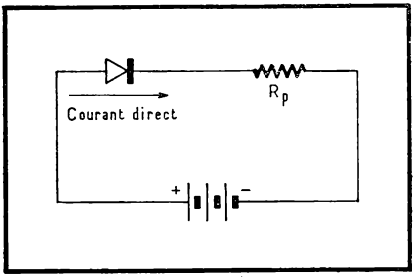


Fig. 2-4. — La résistance de protection R_p limite l'intensité du courant direct, évitant l'emballement destructeur de la diode semiconductrice.

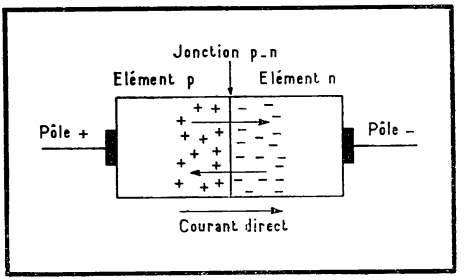


Fig. 2-5. — Le pôle + repousse vers la jonction les lacunes de l'élément p, le pôle — repousse les électrons de l'élément n : un courant électrique direct s'établit facilement.

Si aucune précaution n'est prise pour limiter l'intensité du courant direct, passant dans la diode, en dessous de la valeur limite indiquée par le fabricant pour chaque type de diode, l'échauffement amène très vite la destruction de la diode : il devient tel qu'il y a fusion des éléments semiconducteurs.

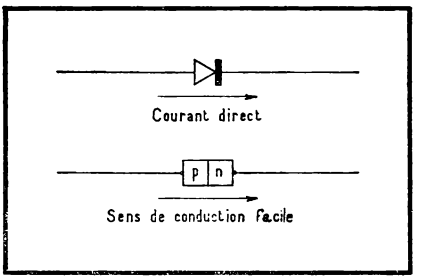


Fig. 2-6. — Voici la façon dont on représente la diode semiconductrice : la flèche indique le sens de conduction facile du courant électrique direct.

Il est sage de placer dans le circuit, en série avec la diode, une résistance de protection R_p, propre à limiter l'intensité du courant direct (fig. 2-4).

Nous nous souviendrons de ce conseil :

En aucun cas l'intensité du courant électrique direct, passant dans une diode semiconductrice, ne doit dépasser la valeur maximale indiquée par le fabricant : la diode serait irrémédiablement détruite.

Voyons maintenant comment se comporte la diode lorsqu'elle est soumise au deuxième mode de branchement possible, c'est-à-dire dans le cas de l'alimentation inverse.

L'alimentation inverse

L'expérience montre que *la diode alimentée « inversement » est peu conductrice,* opposant une *très forte résistance au passage du courant électrique ;* ce dernier, appelé *courant « inverse »,* est donc très faible.

On dit encore que la diode semiconductrice, soumise à l'alimentation inverse, est alimentée dans le sens de *conduction difficile.*

Analysons ce phénomène en réalisant une expérience à l'aide du montage dont la figure 2-3 reproduit le schéma. L'élément semiconducteur *p* (positif) de la diode à jonction est relié au pôle — (négatif) du générateur, l'élément semiconducteur *n* (négatif) étant connecté au pôle + (positif) du générateur.

Le pôle — du générateur attire vers lui les charges élémentaires d'électricité positive (lacunes), très mobiles, de l'élément *p,* les lacunes s'éloignent de la jonction. En même temps on observe, dans l'élément *n,* l'attraction, par le pôle + du générateur, des électrons, charges élémen-

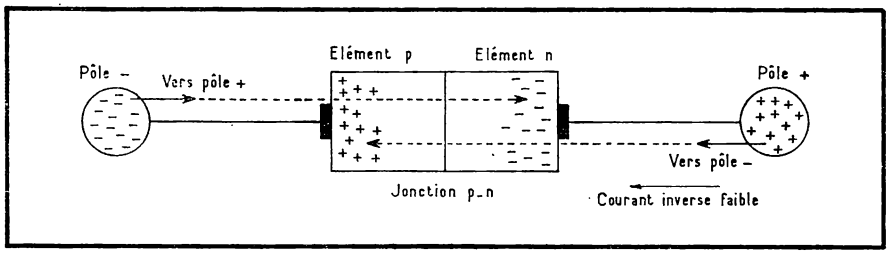


Fig. 2-7. — Lorsque la diode est alimentée inversement, les pôles + et — du générateur n'échangent que peu de lacunes et d'électrons : le courant inverse est faible.

taires d'électricité négative ; les électrons s'éloignent de la jonction (fig. 2-7).

Lacunes et électrons se sont éloignés de la jonction ; de ce fait les échanges de charges d'électricité entre les éléments semiconducteurs *p* et *n* de la diode ne sont pas facilités, aucun courant électrique ne s'établit dans le circuit, à moins que...

Si nous augmentons la tension d'alimentation inverse, nous augmentons l'influence des champs électriques sur les charges élémentaires d'électricité (lacunes et électrons) ; quelques-unes réussissent à traverser la diode pour rejoindre le pôle du générateur qui les attire, d'où l'apparition d'un *courant électrique inverse faible* qui s'établit :

La diode semiconductrice, à jonction p-n, *soumise à l'alimentation inverse, présente une conduction difficile du courant électrique inverse.*

On dit encore que *la diode, alimentée dans le sens de conduction difficile, est bloquée.*

Le passage du courant électrique inverse échauffe, bien entendu, les éléments de la diode, mais le courant inverse reste néanmoins faible.

Cependant, nous prendrons garde à ne pas appliquer à la diode une tension d'alimentation inverse trop élevée car, pour une certaine valeur

de cette tension, nous provoquerions un amorçage, un arc électrique à travers la diode, comme cela s'observe dans les isolants :

Une tension inverse élevée provoque le claquage destructeur de la diode.

Nous nous souviendrons de ce sage conseil :

En aucun cas, il ne faut soumettre une diode à une tension inverse supérieure à la tension inverse maximum indiquée par le fabricant : la diode serait en ce cas irrémédiablement détruite par claquage.

Caractéristiques de la diode semiconductrice à jonction

Les caractéristiques d'une diode sont les courbes représentatives de l'intensité du courant, qui traverse la diode, en fonction des variations de la tension d'alimentation à laquelle cette diode est soumise.

Pour relever, c'est-à-dire pour tracer les caractéristiques d'une diode, il suffit de l'alimenter sous différentes tensions connues (contrôlées au voltmètre), en mesurant et notant chaque fois l'intensité correspondante du courant électrique qui la traverse, puis de tracer les courbes.

Le montage, dont la figure 2-8 reproduit le schéma, est fort simple à réaliser pour le relevé des caractéristiques. Il comprend un générateur dont on peut faire varier, à volonté, la tension de sortie. Bien entendu, ce générateur doit être de faible résistance interne, afin de ne pas fausser la mesure, et l'on utilisera avec intérêt l'une des nombreuses alimentations stabilisées qui équipent actuellement la plupart des laboratoires modernes.

Mais cette alimentation devra être également pourvue d'un dispositif limiteur d'intensité. En effet, dans le sens « passant », la diode à jonction, à partir d'un certain seuil, se comporte comme un court-circuit. Or,

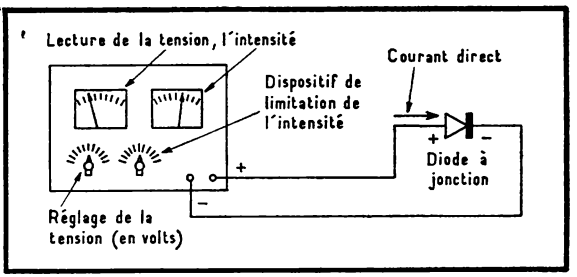


Fig. 2-8. — Relever les caractéristiques d'une diode n'exige qu'un petit montage très simple.

page 21, nous avons indiqué que, en aucun cas, l'intensité du courant électrique direct passant dans une diode semiconductrice ne doit dépasser la valeur maximale indiquée par le fabricant.

Nous pouvons établir deux courbes correspondant chacune à un type d'alimentation (directe et inverse) selon que nous branchons la diode dans le sens de conduction facile ou difficile ; mais il est commode de figurer les deux courbes sur le même graphique, c'est ainsi que nous avons obtenu celui de la figure 2-9.

Ce graphique se divise en deux quadrants : celui du bas, à gauche, correspond à l'alimentation inverse ; celui du haut, à droite, correspond à l'alimentation directe.

En ordonnée (axe vertical), nous avons porté les différentes valeurs de l'intensité du courant traversant la diode ; en abscisse (axe horizontal), nous avons porté les valeurs correspondantes de la tension d'alimentation.

La courbe de l'intensité du courant inverse, tracée dans le quadrant du bas, à gauche, est limitée à la valeur de 0,1 milliampère (mA), et là, également, nous avons veillé à ne pas dépasser la tension inverse critique indiquée par le fabricant pour la diode semiconductrice expérimentée.

La courbe de l'intensité du courant direct, tracée dans le quadrant du haut, à droite, a été volontairement limitée à la valeur de 20 mA, valeur maximale indiquée par le fabricant. Pour cette valeur de l'intensité du courant direct dans la diode, la tension d'alimentation directe, lue au voltmètre utilisé pour le relevé, était de 0,8 V.

Autre représentation de la caractéristique inverse

Au lieu de tracer la courbe représentative de l'intensité du courant inverse d'une diode semiconductrice en fonction de la tension d'alimentation (inverse), traçons la courbe de la tension d'alimentation en fonction de l'intensité du courant inverse : en abscisse nous portons les valeurs de la tension d'alimentation, en ordonnée les valeurs correspondantes de l'intensité du courant inverse.

L'examen de la caractéristique reproduite à la figure 2-10 nous révèle d'abord une montée brutale de la tension inverse, pour un faible accroissement de l'intensité du courant ; c'est donc que, dans cette zone, l'intensité du courant est pratiquement indépendante de la tension. Puis nous franchissons le « *coude de Zener* » (du nom du physicien) qui précède un palier, le « *palier de Zener* » : la courbe en effet demeure sensiblement horizontale pendant quelque temps ; c'est que la tension d'alimentation, cette fois, reste indépendante de l'intensité du courant inverse dans la diode. Finalement nous trouvons un accroissement simultané de

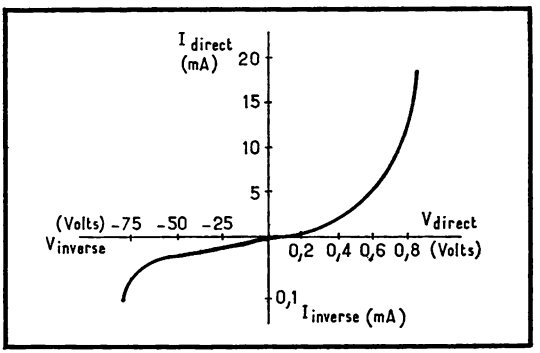


Fig. 2-9. — Il est commode de tracer les deux caractéristiques « directe » et « inverse » sur le même graphique, mais attention, les échelles ne sont pas les mêmes.

la tension et de l'intensité pour arriver au claquage de la diode qui est détruite.

Tout au long du « palier de Zener », la diode présente une propriété intéressante, à savoir qu'elle autorise le passage d'un courant électrique d'intensité variable (dans une certaine mesure, ici de 0,01 mA à 100 mA) alors que la tension entre ses électrodes reste pratiquement constante (voisine, dans notre exemple, de 100 V).

Il est facile de concevoir le rôle très appréciable que les électroniciens font jouer aux « *diodes Zener* » dans des *montages stabilisateurs de tension :* il est indiqué, très souvent, de réaliser, avec ces diodes Zener,

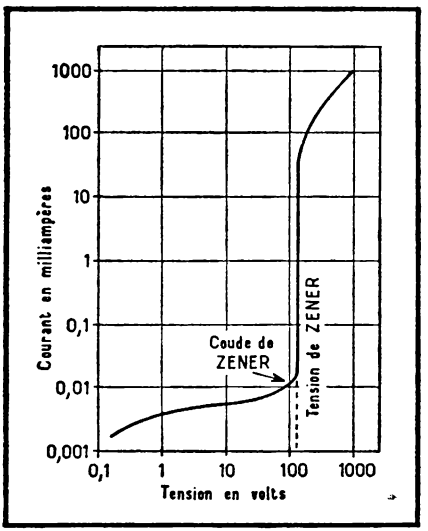


Fig. 2-10. — Intensité du courant inverse traversant une jonction en fonction de la tension inverse appliquée. Les échelles sont logarithmiques.

des systèmes générateurs capables de délivrer, sous une tension constante, donc stable, un courant d'intensité variable ; c'est ce qu'on appelle des *alimentations sous tension stabilisée.*

♦

Ainsi nous avons fait connaissance avec les propriétés curieuses des diodes semiconductrices. Nous nous rappellerons que les diodes semiconductrices en alimentation directe sont très conductrices du courant électrique (direct) ; il est indispensable de limiter l'intensité du courant direct en dessous de la valeur maximale indiquée par le fabricant. Les diodes semiconductrices sont faiblement conductrices du courant électrique lorsqu'elles sont soumises à une alimentation inverse ; il est indispensable de ne pas leur appliquer une tension inverse supérieure à celle qu'indique le fabricant.

Les diodes semiconductrices sont utilisées dans les circuits de redressement et de détection ; nous verrons par la suite leurs applications.

CHAPITRE 3

LE TRANSISTOR

Nous avons étudié la conduction de l'électricité dans les semiconducteurs, nous avons découvert les remarquables propriétés de la diode semiconductrice à jonction *p-n*.

Nous allons maintenant faire la connaissance du transistor à jonction.

Commençons par donner quelques définitions fort simples :

Le transistor à jonction est constitué par un empilage de trois éléments semiconducteurs alternativement du type *p* et du type *n*.

Le transistor p-n-p comporte un élément du type *n* (négatif) en « sandwich » entre deux éléments du type *p* (positif) (fig. 3-1).

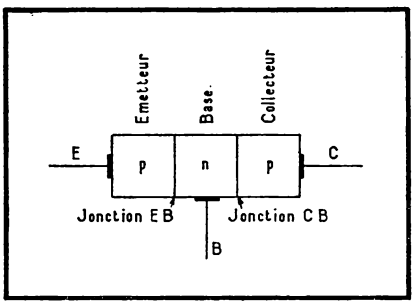


Fig. 3-1. — Transistor p-n-p : un élément semiconducteur n entre deux éléments p.

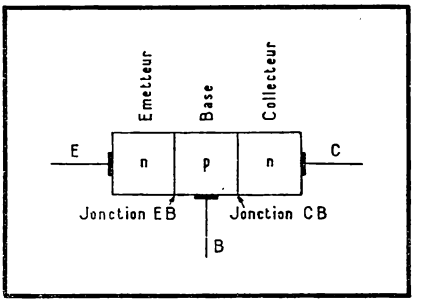


Fig. 3-2. — Transistor n-p-n : un élément semiconducteur p entre deux éléments n.

Le transistor n-p-n comporte un élément du type *p* placé entre deux éléments du type *n* (fig. 3-2).

Les trois éléments semiconducteurs d'un transistor à jonction sont appelés respectivement :

émetteur : **E**,
base : **B**,
collecteur : **C**.

Emetteur, base et collecteur sont munis de fils de connexion qui sont les trois électrodes du transistor, *triode à semiconducteurs.*

Nous préciserons que :

— Toutes les variétés de semiconducteurs (au germanium, au silicium, etc.) se prêtent à l'élaboration de transistors à jonction.

— Les propriétés des transistors *p-n-p* sont les mêmes que celles des transistors *n-p-n,* aux polarités près.

Les transistors *p-n-p* sont toutefois plus répandus que les transistors *n-p-n.*

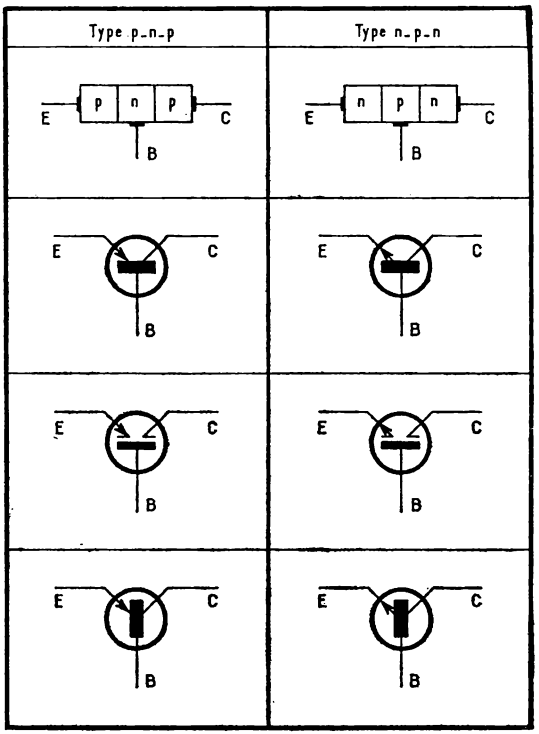


Fig. 3-3. — Les deux symboles du bas de ce tableau sont normalisés.

Un coup d'œil sur le tableau de la figure 3-3 nous suffira pour nous familiariser avec les représentations schématiques des différents types de transistors.

Voyons maintenant en quoi consiste l'effet transistor.

L'effet transistor

Un transistor, de par sa structure, comporte deux jonctions : la jonction émetteur-base et la jonction collecteur-base (fig. 3-1 et 3-2).

On peut considérer le transistor *p-n-p* qui va servir à notre expérience, ceci uniquement pour faciliter notre raisonnement, comme l'assemblage d'une « diode équivalente émetteur-base » (c'est en effet une diode à jonction) et d'une « diode équivalente collecteur-base » (c'est également une diode à jonction).

Dans les conditions normales de fonctionnement d'un transistor de type *p-n-p*, comme de type *n-p-n*, sa « diode équivalente émetteur-base » est alimentée directement, c'est-à-dire dans le sens de conduction facile, alors que sa « diode équivalente collecteur-base » est alimentée, elle, inversement, autrement dit dans le sens de conduction difficile.

Nous réaliserons un petit montage nécessitant deux générateurs de courant continu (piles), que nous brancherons comme nous l'indique la figure 3-4, afin de respecter les polarités de la source d'alimentation et celles du transistor, ici du type *p-n-p*, que nous allons soumettre à l'expérience.

L'interrupteur 1 commande la mise sous tension de la « diode émetteur-base » qui se trouve bien alimentée « directement » à partir du générateur E_1 ; l'interrupteur 2, de son côté, commande la mise sous tension de la « diode collecteur-base » qui est alimentée « inversement », à partir du générateur E_2, dans les conditions d'alimentation que nous avons définies lors de l'étude de la diode à jonction *p-n*.

Nous préciserons que la tension aux bornes du générateur E_2 est plus élevée que la tension aux bornes du générateur E_1, nous en verrons bientôt les conséquences.

Fermons l'interrupteur 1, en laissant ouvert l'interrupteur 2 : seule, la « diode émetteur-base » est alimentée, directement ; elle est fortement conductrice, étant alimentée dans le sens de conduction facile : le courant direct qui la traverse est important.

Si maintenant nous rouvrons l'interrupteur 1, en fermant l'interrupteur 2, seule, la « diode collecteur-base » est alimentée, inversement. Faiblement conductrice, puisque alimentée dans le sens de conduction difficile, le courant inverse qui la traverse est faible.

Fermons simultanément les deux interrupteurs 1 et 2, l'alimentation du transistor est assurée en totalité, mais, dans ce cas, nous assistons à un phénomène curieux connu sous le nom d'*effet transistor :* un grand nombre de lacunes se déplacent dans la « diode émetteur-base », venant du pôle « + » du générateur E_1 pour rejoindre le pôle « — » du même générateur (n'oublions pas que le courant électrique direct qui passe dans la diode est important). Nous savons qu'un nombre identique d'électrons doivent se rendre au pôle + du générateur E_1, parcourant le chemin dans l'autre sens. Les lacunes émises par le pôle « + » de ce générateur E_1 arrivent en force dans la base du transistor. Or, nous avons dit, tout à l'heure, que la tension aux bornes du générateur E_2 était plus élevée que celle aux bornes du générateur E_1. Il se trouve donc que le collecteur du transistor, relié au pôle « — » du générateur E_2, est soumis à un champ électrique plus puissant que celui auquel la base est soumise. Le pôle « — » du générateur E_2 attire plus énergiquement les lacunes arrivées dans la base (provenant de l'émetteur) que ne le fait le pôle « — » du générateur E_1 auquel la base est elle-même reliée.

La majeure partie des lacunes arrivées dans la base s'en vont rejoindre le pôle « — » du générateur E_2, en traversant le collecteur ; les autres, de très loin moins nombreuses, se rendent vers le pôle — du générateur E_1.

Il va sans dire que les pôles — des générateurs E_1 et E_2 fournissent autant d'électrons qu'ils aspirent de lacunes, ces électrons effectuent le trajet inverse parcouru par les lacunes pour aller rejoindre, à travers le collecteur et la base, par l'émetteur, le pôle « + » du générateur E_1.

Mais il apparaît que le transfert des charges d'électricité dans le collecteur est beaucoup plus important que dans la base ; en d'autres termes nous dirons que le *courant de collecteur* (c'est le courant électrique passant dans le collecteur) *est beaucoup plus important que le courant de base* (courant électrique passant dans la base).

Ainsi *le passage d'un faible courant dans la base provoque le passage*

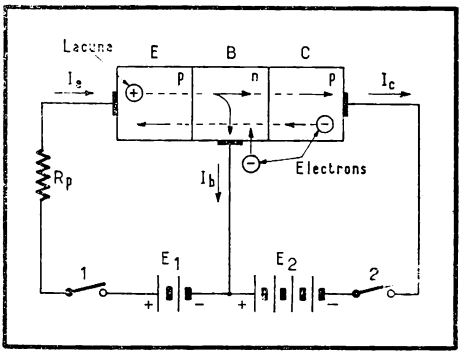


Fig. 3-4. — Dans un transistor p-n-p, le courant « entre » par l'émetteur ; il « sort » par la base et le collecteur.

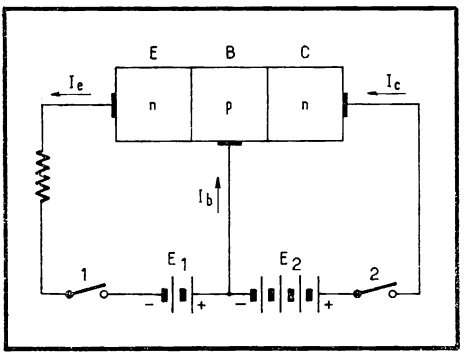


Fig. 3-5. — Dans un transistor n-p-n, le courant « entre » par la base et le collecteur ; il « sort » par l'émetteur.

d'un courant important dans le collecteur ; ce phénomène est l'effet transistor.

Comme la totalité des charges d'électricité passant dans le collecteur et dans la base passent également dans l'émetteur, *l'intensité du courant d'émetteur est la somme des intensités des courants de base et de collecteur.*

Nous formulerons cette particularité en désignant par :

I_e = l'intensité du courant d'émetteur

I_b = l'intensité du courant de base

I_c = l'intensité du courant de collecteur

et en écrivant :

$$I_e = I_b + I_c.$$

Nous remarquerons que le courant électrique, dans le cas du transistor *p-n-p* que nous venons d'étudier, « entre » dans le transistor par l'émetteur et « sort » du transistor par la base et le collecteur ; il suffit, pour le vérifier, de suivre le trajet parcouru par les lacunes, puisque les lacunes se déplacent dans le sens conventionnel de passage du courant électrique.

En revanche, dans le cas du transistor *n-p-n*, nous constaterons que le courant électrique « entre » dans le transistor par la base et par le collecteur, et en « sort » par l'émetteur. L'examen du schéma de la figure 3-5 nous montre un transistor *n-p-n* convenablement alimenté : la « diode émetteur-base » est alimentée directement, la « diode collecteur-base » est, elle, alimentée inversement. Le courant électrique traverse la « diode émetteur-base » dans le sens de conduction facile, il entre par la base et sort par l'émetteur ; traversant la « diode collecteur-base » dans le sens de conduction difficile, il entre bien par le collecteur. Mais il est encore vrai que l'intensité du courant d'émetteur est la somme des intensités des courants de base et de collecteur, nous pouvons toujours écrire :

$$I_e = I_b + I_c.$$

Nous avons dès à présent une idée des phénomènes de conduction du courant électrique dans les transistors à jonction, nous aurons maintenant à étudier les courbes (caractéristiques) de ces étonnantes triodes semi-conductrices...

CHAPITRE 4

CARACTERISTIQUES STATIQUES DES TRANSISTORS

Ayant découvert ce curieux phénomène connu sous le nom d'effet transistor, nous allons étudier les différentes caractéristiques de ces merveilleuses triodes semiconductrices que sont les transistors.

Nous définirons leurs paramètres fondamentaux, **en amplification ; nous verrons comment déterminer ces paramètres à l'aide des caractéristiques.**

Nous verrons encore quelles relations mathématiques (simples) lient entre eux les différents paramètres.

Caractéristiques statiques et caractéristiques dynamiques

Commençons par préciser ce qu'on entend par caractéristiques statiques et caractéristiques dynamiques.

Les caractéristiques sont des courbes qui représentent des fonctions mathématiques, elles sont la traduction graphique de relations qui existent entre différentes grandeurs variables telles que tensions et intensités.

Par exemple, la caractéristique de l'intensité du courant de base d'un transistor en fonction de sa tension émetteur-base, pour une tension émetteur-collecteur constante, est la courbe qui représente, graphiquement, la variation de l'intensité du courant de base selon les différentes valeurs que peut prendre la tension entre l'émetteur et la base, alors que la tension entre l'émetteur et le collecteur reste constante, maintenue à une valeur préalablement choisie, avant d'effectuer le relevé de la caractéristique (fig. 4-1).

Notions sur la fonction amplificatrice

Il faut dire que la *fonction amplificatrice* du transistor est assurément celle qu'on lui fait le plus souvent remplir. Nous verrons que le transistor

est en effet capable, il s'y prête fort bien du reste, de transformer des signaux faibles, qu'on injecte à l'entrée de l'étage amplificateur qu'il constitue, en des signaux de même forme, de même fréquence, mais d'amplitude, de grandeur, de puissance qui sont un certain nombre de fois plus grandes que celles des signaux à l'entrée. On recueille, à la sortie de l'étage amplificateur, des signaux qui sont la réplique des signaux à l'entrée, amplifiés dans un certain rapport qui est le *coefficient d'amplification.*

Le signal à l'entrée, on dit communément le *signal entrée,* est appliqué entre deux électrodes, entre les deux bornes d'entrée de l'amplificateur. Ce dernier oppose à l'injection du signal une certaine *résistance d'entrée* qui est la résistance qu'il présente, en lui, entre ses bornes d'entrée. Le signal à la sortie, ou *signal sortie,* qui correspond au signal entrée amplifié, apparaît et est prélevé entre les deux bornes dites « bornes de sortie ». Entre ces bornes, l'étage amplificateur présente, en lui, une certaine *résistance de sortie.*

Pour utiliser convenablement le résultat de l'amplification, il est nécessaire de *charger* l'étage amplificateur, en intercalant par exemple entre le pôle de la source d'alimentation (source qui fournit l'énergie électrique nécessaire pour le fonctionnement du montage) et la borne de sortie, à laquelle ce pôle est normalement relié, une résistance, une inductance qui peut être, par exemple, le primaire du transformateur de sortie qui attaque le haut-parleur servant à la reproduction acoustique du signal.

Il est bien évident que le comportement d'un transistor, comme celui de n'importe quel étage amplificateur, est absolument différent selon que son électrode de sortie n'est pas chargée (c'est-à-dire directement reliée à la borne du générateur alimentant le montage), ou qu'elle est chargée (par résistance ou inductance). Il va sans dire que les caractéristiques qui traduisent le fonctionnement sont également différentes selon le cas considéré.

Les caractéristiques statiques sont celles relevées en l'absence de charge à la sortie de l'étage, les caractéristiques dynamiques correspondent à l'état chargé.

Revenons au signal entrée.

RÉSISTANCE D'ENTRÉE D'UN AMPLIFICATEUR

L'injection d'un signal à l'entrée d'un amplificateur modifie la tension entre les bornes d'entrée de cet amplificateur, sa tension d'entrée varie. De ce fait, l'intensité du courant passant dans l'amplificateur, entre ses bornes d'entrée, varie. *La résistance d'entrée* d'un amplificateur, ou plus simplement d'un transistor monté en amplificateur, est donnée par le rapport de la variation de la tension entre les bornes d'entrée à la variation de l'intensité du courant (passant dans le transistor) entre ces mêmes bornes. Ce rapport a bien caractère de résistance, puisqu'il correspond à la division d'une variation de tension par une variation d'intensité.

La résistance d'entrée est un paramètre.

Considérons le signal sortie.

RÉSISTANCE DE SORTIE D'UN AMPLIFICATEUR

La présence d'un signal sortie modifie la tension entre les bornes de sortie de l'amplificateur (ou plus simplement du transistor monté en amplificateur). De ce fait, le courant qui passe, dans l'étage (ou mieux dans le transistor), entre les bornes de sortie, varie.

La *résistance de sortie* est donnée par le rapport de la variation de la tension entre les bornes de sortie à la variation correspondante du courant entre ces bornes, passant dans le transistor (ou l'étage). Un tel

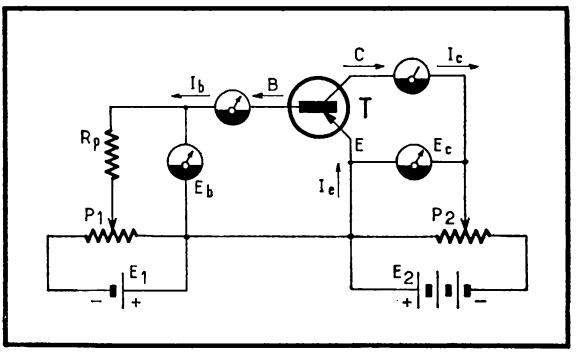


Fig. 4-1. — La diode émetteur-base est alimentée « directement », la diode collecteur-base est alimentée « inversement ».

rapport exprime bien une résistance, puisque correspondant à la division d'une variation de tension par une variation d'intensité.

La résistance de sortie est un paramètre.

Considérons maintenant les variations des deux signaux : entrée et sortie.

COEFFICIENT D'AMPLIFICATION EN TENSION, GAIN EN COURANT, PENTE.

Une variation de la tension à l'entrée provoque une variation (amplifiée) de la tension à la sortie. Le rapport de la variation de la tension à la sortie à la variation correspondante de la tension à l'entrée exprime le *coefficient d'amplification en tension, paramètre désigné par* K.

Une variation de l'intensité du courant dans l'entrée engendre une variation correspondante, amplifiée, du courant entre les bornes de sortie de l'amplificateur, le rapport de la variation de l'intensité du courant à la sortie à la variation correspondante de l'intensité du courant à l'entrée exprime le *gain en courant, paramètre désigné par* β.

Nous pouvons encore comparer la variation de l'intensité du courant à la sortie à la variation de la tension à l'entrée qui la provoque.

Un tel rapport, qui s'exprime alors en unités d'intensité par unité de tension (par exemple en mA/V) est appelé *pente, paramètre symbolisé par* **S.**

Au cours du présent chapitre nous n'étudierons que le comportement du transistor non chargé, donc ses caractéristiques statiques.

Caractéristiques statiques des transistors

Nous savons que les transistors sont du type *p-n-p* ou *n-p-n*, suivant qu'ils sont constitués par des éléments semiconducteurs *n* en sandwich entre des éléments *p*, ou par des éléments *p* entre des éléments *n*. Les propriétés des transistors *p-n-p* et *n-p-n* sont les mêmes ; pour leur emploi, seule diffère l'alimentation qui doit être réalisée compte tenu des polarités : *en alimentation normale la « diode émetteur-base » est polarisée dans le sens direct* (conduction facile du courant électrique), *la « diode collecteur-base » est polarisée dans le sens inverse* (conduction difficile).

Nous nous limiterons ici à l'étude des transistors *p-n-p*, qui sont, nous l'avons déjà dit, les plus répandus.

Relevé des caractéristiques à tension émetteur-collecteur constante

Pour effectuer les relevés des caractéristiques nous utiliserons un montage, très simple, dont nous avons reproduit le schéma à la figure 4-1.

Nous voyons qu'il s'agit d'un dispositif propre à alimenter un transistor *p-n-p* (T sur le dessin) sous des tensions variables qui sont :

la tension entre l'émetteur et la base, désignée par E_b ;
la tension entre l'émetteur et le collecteur, désignée par E_c.

Il est à noter que ces deux tensions de référence, exprimées toutes deux à partir du potentiel de l'émetteur (tension émetteur-base et tension émetteur-collecteur) sont mesurées à l'aide des voltmètres que nous avons marqués E_b et E_c sur le dessin.

Les potentiomètres P_1 et P_2 permettent de varier, de doser à volonté les tensions E_b et E_c à partir des générateurs E_1 et E_2 (la tension aux bornes du générateur E_2 est plus grande que celle aux bornes du générateur E_1).

Nous mesurerons également les intensités des deux courants qui « sortent » du transistor *p-n-p* expérimenté :

l'*intensité du courant de base*, désignée par I_b ;
l'*intensité du courant de collecteur*, désignée par I_c.

Le courant de base étant très faible, la mesure de son intensité s'effectuera à l'aide du *microampèremètre* I_b.

Le courant de collecteur est beaucoup plus important que le courant de base ; pour mesurer son intensité I_c, nous utiliserons le *milliampèremètre* I_c.

Et n'oublions pas que pour protéger notre transistor contre l'emballement, qui le vouerait à la destruction, nous avons intérêt à mettre en série, dans son circuit de base, une résistance de protection.

En manœuvrant le potentiomètre P_1 nous faisons bien entendu varier la tension émetteur-base E_b, ce qui a pour effet de modifier l'intensité du courant de base I_b, mais aussi l'intensité du courant de collecteur I_c.

L'expérience nous montre bien que le courant de base I_b est fonction

de la tension émetteur-base E_b, mais aussi que le courant de collecteur I_c dépend du courant de base I_b, par là même ce courant est fonction de la tension émetteur-base E_b.

La tension émetteur-base E_b *gouverne le courant de base* I_b *qui commande le courant de collecteur* I_c.

Une variation du courant de collecteur modifie, c'est normal, la tension émetteur-collecteur E_c puisque perturbant le fonctionnement du système (générateur E_2 - potentiomètre P_2) qui sert à l'alimentation du transistor par son collecteur. Nous avons la possibilité de *maintenir pratiquement constante* la tension E_c, en intervenant par petites retouches

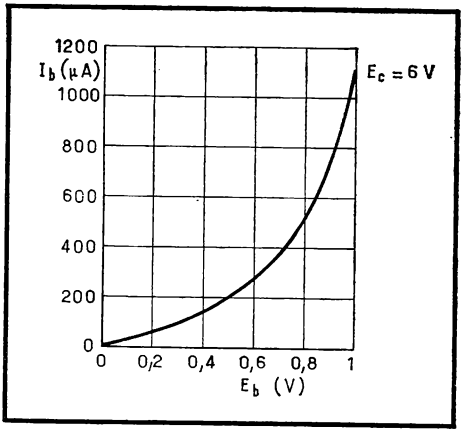


Fig. 4-2. — Le courant de base I_b croît au fur et à mesure que la tension émetteur-base augmente.

successives sur le curseur du potentiomètre P_2, consécutivement à chaque intervention volontaire sur celui du potentiomètre P_1, qui a provoqué une variation de la tension émetteur-base. Cette variation de la tension émetteur-base E_b, nous le savons, influe sur l'intensité du courant de base I_b qui commande le courant de collecteur I_c.

Nous commencerons par relever *la caractéristique du courant de base* I_b *en fonction de la tension émetteur-base* E_b, *en maintenant constante la valeur de la tension émetteur-collecteur* E_c.

La caractéristique obtenue est la courbe représentative de la fonction :

$$I_b = f(E_b), \qquad E_c \text{ constante}$$

Il est évident que pour chaque valeur de E_c, préalablement fixée, il existe une caractéristique. Elle a l'allure que nous indique la figure 4 - 2, elle nous montre que le courant de base I_b croît au fur et à mesure que la tension E_b augmente.

Ensuite nous relèverons *la caractéristique du courant de collecteur* I_c *en fonction de la tension émetteur-base* E_b, *en maintenant constante la valeur de la tension émetteur-collecteur* E_c.

Cette nouvelle caractéristique obtenue est la courbe représentative de la fonction :

$$I_c = f(E_b), \qquad E_c \text{ constante}$$

Elle a l'allure que nous montre la figure 4 - 3. Nous remarquerons que pour de faibles valeurs de E_b, le courant I_c croît beaucoup moins vite que pour des valeurs élevées de cette même tension E_b (tension émetteur-base).

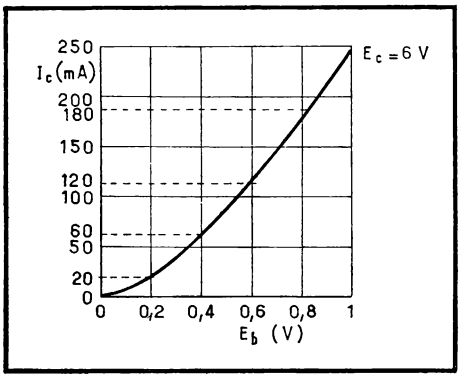


Fig. 4-3. — Le courant de collecteur croît quand la tension émetteur - base s'élève

Détermination de la pente à l'aide du graphique

Nous savons déjà que la *pente* S d'un transistor est le *rapport d'un accroissement du courant de collecteur* I_c *à l'accroissement correspondant de la tension émetteur-base qui l'engendre*

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta E_b}$$

Explicitons.

Dans notre exemple (fig. 4-3), lorsque la tension E_b passe de la valeur 0,2 V à 0,4 V, la variation de la tension E_b, symbolisée par ΔE_b est, en ce cas, de 0,4 — 0,2 = 0,2 V ; simultanément, l'intensité du courant de collecteur I_c passe de la valeur 20 mA à la valeur 60 mA : la variation de l'intensité de ΔI_c est de 60 — 20 = 40 mA. La pente, symbolisée par S est de 40 mA/0,2V, c'est-à-dire de 200 mA/V.

Lorsque la tension E_b varie de 0,6 à 0,8 V, l'intensité de I_c passe de 120 à 180 mA, la pente S est, pour cette partie de la caractéristique, de (180 — 120) mA/(0,8 — 0,6) V, soit 300 mA/V.

Nous venons de trouver deux valeurs différentes de la pente (200 mA/V dans le premier cas, 300 mA/V dans le second) : *la pente d'un transistor n'est pas constante, elle augmente lorsque la tension émetteur-base croît.*

Nous allons maintenant relever une autre caractéristique : *la caractéristique de l'intensité du courant de collecteur* I_c *en fonction de l'intensité du courant de base* I_b, *en maintenant constante la valeur de la tension émetteur-collecteur* E_c.

Cette caractéristique est la courbe représentative de la fonction :

$$I_c = f(I_b), \qquad E_c \text{ constante}$$

Sur le graphique reproduit à la figure 4-4 nous trouverons deux caractéristiques (en trait plein) déterminées pour deux valeurs constantes, mais différentes, de la tension émetteur-collecteur (E_c = 2 V et 6 V).

Ces deux courbes nous montrent qu'en fonction de l'accroissement de l'intensité du courant de base I_b, le courant de collecteur I_c augmente

très vite pour rester ensuite sensiblement proportionnel au courant de base (remarquer les parties linéaires des caractéristiques qui sont pratiquement parallèles).

Algébriquement parlant, cela veut dire que, *dans un transistor, les accroissements de l'intensité du courant de collecteur sont égaux pour des accroissements égaux de l'intensité du courant de base.*

Il est facile de le vérifier.

Lorsque l'intensité du courant de base I_b passe de la valeur de 0,25 mA à la valeur 0,5 mA, ce qui correspond à un ΔI_b de 0,5 — 0,25 = 0,25 mA, la valeur de l'intensité du courant de collecteur passe de 70 à 100 mA (caractéristique E_c = 6 V), ou de 60 à 90 mA (caractéristique = 2 V). Dans les deux cas, l'accroissement ΔI_c du courant de collecteur est le même, soit 30 mA, (dans le premier cas ΔI_c = 100 — 70 = 30 mA ; dans le second cas ΔI_c = 90 — 60 = 30 mA).

Nous vérifierons encore que pour un autre accroissement du courant de base, de même grandeur (0,25 mA), lorsque I_b passe de la valeur de 0,75 mA à la valeur 1 mA, les accroissements de l'intensité du courant de collecteur sont encore de 30 mA ; d'après la caractéristique E_c = 6 V l'intensité du courant de collecteur passe de 130 mA à 160 mA (ΔI_c = 160 — 130 = 30 mA) ; d'après la caractéristique E_c = 2 V, I_c varie de 120 à 150 mA (ΔI_c = 150 — 120 = 30 mA).

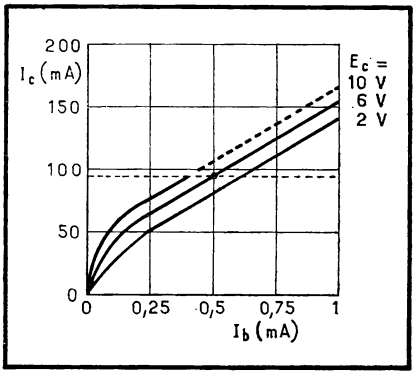


Fig. 4-4. — Des accroissements égaux de l'intensité du courant de base engendrent des accroissements égaux de l'intensité du courant de collecteur.

Donc, tout au long de la partie droite de la caractéristique du transistor $I_c = f(I_b)$, E_c constante, une variation constante, donnée, du courant de base, se traduit sous la forme d'une variation beaucoup plus importante, mais constante, du courant de collecteur (en raison de l'effet transistor). Mais il faut souligner que la variation du courant de collecteur reste proportionnelle à la variation du courant de base (elle est, dans notre exemple, de 30 mA pour une variation de 0,25 mA de l'intensité du courant de base, c'est-à-dire ici 30/0,25 = 120 fois plus importante).

Amplification et gain en courant

Cela nous montre qu'*un transistor est capable d'amplifier un courant*, puisque son courant de collecteur est beaucoup plus important, mais proportionnel au courant de base qu'on lui impose.

Nous énoncerons donc la définition d'un nouveau paramètre :

Le coefficient d'amplification en courant est donné par le rapport de l'accroissement ΔI_c *du courant de collecteur à l'accroissement* ΔI_b *du courant de base correspondant ; ce coefficient est un paramètre, symbolisé par* β, *que l'on appelle encore gain en courant.*

Il est donné par l'expression :

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

Dans l'exemple que nous avons choisi, $\beta = 120$, puisqu'une variation ΔI_b du courant de base de 0,25 mA engendre une variation ΔI_c du courant de collecteur de 30 mA, c'est-à-dire 120 fois plus importante, le gain en courant est donc bien de 120.

La résistance d'entrée

Dans notre exemple les bornes d'entrée du transistor sont l'émetteur et la base, alors que les bornes de sortie sont l'émetteur et le collecteur.

La résistance d'entrée, paramètre désigné par r_e, est donnée par le rapport d'une variation de la tension émetteur-base à la variation correspondante de l'intensité du courant de base, à tension émetteur-collecteur constante

$$r_e = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b}$$

Divisant une variation de tension par une variation d'intensité, nous obtenons bien un résultat exprimé en ohms, qui a qualité de résistance (loi d'Ohm)

En se reportant à la figure 4-2, nous constatons que, lorsque la tension émetteur-base varie de 0,4 à 0,6 V, l'intensité du courant de base varie de 100 à 300 μA ; la variation de la tension émetteur-base est de 0,4 — 0,6 = 0,2 V, la variation correspondante de l'intensité du courant de base est de 300 — 100 = 200 μA, soit de 0,0002 A.

Nous déduisons la valeur de la résistance d'entrée de notre transistor :

$$r_e = 0{,}2 \text{ V}/0{,}0002 \text{ A} = 1000 \ \Omega$$

Si nous nous rappelons que la diode « émetteur-base » d'un transistor doit, normalement, être alimentée dans le sens direct, c'est-à-dire dans le sens de conduction facile, dans le sens où elle n'oppose qu'une faible résistance au courant électrique qui la traverse, nous ne nous étonnerons pas d'entendre dire qu'un transistor amplificateur, dont la base et l'émetteur sont les électrodes d'entrée, possède une faible résistance d'entrée (comparativement au tube électronique).

Nous allons maintenant établir une relation mathématique (simple) entre trois paramètres, à savoir : la résistance d'entrée r_e, la pente S et le gain en courant β.

La résistance d'entrée r_e est donnée par le rapport $r_e = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b}$

La pente est donnée par le rapport $S = \frac{\Delta I_c}{\Delta E_b}$

Le gain courant est donné par le rapport $\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$

Effectuons le produit de r_e par S.

Nous avons $r_e \times S = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b} \times \frac{\Delta I_c}{\Delta E_b} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$

Le résultat $\Delta I_c/\Delta I_b$ n'est rien d'autre que l'expression du gain en courant β, puisque

$$\beta = \Delta I_c/\Delta I_b$$

L'amplification de courant (ou gain en courant) est égale au produit de la résistance d'entrée par la pente.

Nous énoncerons ainsi cette fort intéressante relation :

$$\beta = r_e \times S.$$

Le gain en courant d'un transistor est pratiquement constant, ce qui revient à dire que le produit $r_e \times S$ demeure constant.

Nous avons vu que la pente varie ; elle est d'autant plus grande que le courant de collecteur est important. Pour que le produit $r_e \times S$ demeure constant, il faut que la résistance d'entrée diminue lorsque S augmente, en d'autres termes, *la résistance d'entrée d'un transistor diminue quand son courant de collecteur augmente.*

Nous avons encore à faire une mention particulière au sujet de la caractéristique $I_c = f(I_b)$, E_c constante, tracée en pointillé à la figure 4-4.

Cette courbe est une « frontière » dangereuse : elle correspond à la limite « admissible » pour le transistor, pour ce qui est de la puissance maximale à laquelle il peut travailler (emballement entraînant sa destruction).

Les fabricants de transistors indiquent toujours, pour chaque type de transistor qu'ils mettent à notre disposition, une puissance limite qui correspond (loi de Joule) au produit d'une tension limite émetteur-collecteur E_c par une intensité limite de courant de collecteur I_c. Dans notre cas, la puissance maximale admissible par notre transistor est de 1 watt. Il est évident que le produit $E_c \times I_c$ ne doit pas excéder 1 W ; aussi, en relevant la caractéristique $I_c = f(I_b)$ pour $E_c = 10$ V, nous devions veiller à ce que le produit de I_c par E_c (ici $E_c = 10$ V) ne dépasse pas 1 W. La valeur limite de I_c étant obtenue en divisant la puissance 1 W par la tension limite $E_c = 10$ V, nous avons $1/10 = 0{,}1$ A, soit 100 mA, valeur à ne pas dépasser.

Nous pouvions donc, sans risque, relever la caractéristique $I_c = f(I_b)$ pour $E_c = 10$ V, en limitant à 100 mA le courant de collecteur I_c. La partie de la caractéristique tracée en pointillé est une « zone interdite » au fonctionnement du transistor.

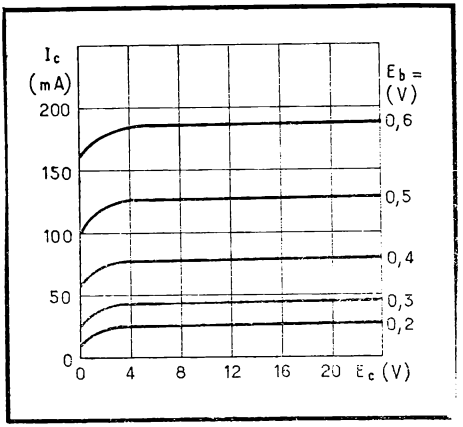


Fig. 4-5. — Au-dessus d'une certaine valeur de la tension émetteur-collecteur, l'intensité du courant de collecteur ne varie plus, c'est la saturation.

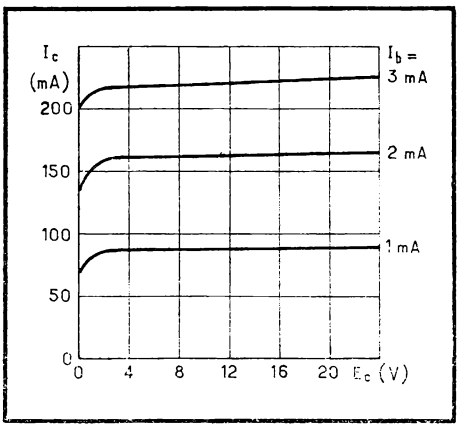


Fig. 4-6. — L'intensité du courant de collecteur reste pratiquement constante, c'est la saturation.

Relevé de caractéristiques à tension émetteur-base constante et à courant de base constant

Au lieu de nous imposer une tension émetteur-collecteur constante, comme nous l'avons fait au cours de la première partie, nous pouvons fort bien étudier les variations du courant de collecteur I_c en fonction des variations de la tension émetteur-collecteur (cette fois variable), en maintenant constante la tension émetteur-base (en jouant sur le potentiomètre P_1). C'est le même montage qui nous servira pour ce nouveau relevé.

Nous obtiendrons de nouvelles caractéristiques comme nous le montre la figure 4-5, sur laquelle ont été tracées 5 caractéristiques $I_c = f(E_c)$, pour 5 valeurs différentes de la tension émetteur-base E_b.

Nous remarquerons un curieux phénomène cette fois : le courant de collecteur, partant de zéro, atteint très vite, pour une valeur de E_c inférieure à 4 V, une certaine intensité qui ne varie guère au delà, restant pratiquement la même, quelle que soit l'augmentation de la tension émetteur-collecteur jusqu'à 24 V ; c'est un phénomène de *saturation.*

Dès l'instant où le « coude de saturation » est franchi, la tension appliquée entre l'émetteur et le collecteur est sans effet sur le nombre des charges élémentaires d'électricité (lacunes et électrons) dont le transfert constitue le courant électrique de collecteur.

Nous pouvons encore établir un autre réseau de caractéristiques, de *l'intensité du courant de collecteur I_c en fonction de la tension émetteur-collecteur E_c en maintenant constante l'intensité du courant de base,* c'est le réseau des caractéristiques

$$I_c = f(E_c), \qquad I_b \text{ constante.}$$

Les courbes ainsi relevées ont une allure qui ressemble fort à celle des courbes précédentes ; nous observons encore le même phénomène de saturation (fig. 4-6).

CHAPITRE 5

CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES DES TRANSISTORS ET L'AMPLIFICATION

Au cours du chapitre précédent nous avons étudié les caractéristiques statiques, courbes qui traduisent le comportement des transistors non chargés, c'est-à-dire dont l'électrode de sortie est reliée directement à la borne convenable de la source d'alimentation du montage.

Nous allons maintenant étudier les caractéristiques dynamiques des transistors, celles qui correspondent à l'état chargé, dans lequel une résistance, ou une inductance a été intercalée dans le circuit d'alimentation de l'électrode de sortie du transistor considéré.

Nous verrons que l'inductance permet une amplification plus importante que la résistance, mais nous verrons aussi qu'une amplification trop poussée engendre une déformation du signal à amplifier, une distorsion.

Nous apprendrons comment on sépare la composante alternative de la composante continue à la sortie d'un étage amplificateur...

L'influence de la résistance de charge

L'amplification est, assurément, la principale des fonctions que l'on fait remplir aux transistors.

Nous avons appris que la tension émetteur-base gouverne le courant de base, que ce courant de base commande le courant de collecteur. L'intensité du courant de base dépend, en effet, de la tension émetteur-base ; l'intensité du courant de collecteur est un certain nombre de fois plus importante que celle du courant de base, dans un rapport de proportionnalité qui est appelé gain en courant, paramètre désigné par β.

Alimentons convenablement un transistor, en respectant ses polarités et celles des sources d'alimentation, en utilisant un montage analogue à celui qui, déjà, nous a servi pour relever les caractéristiques statiques des transistors (fig. 4 - 1). Mais, cette fois, nous n'utiliserons pas de potentiomètre pour rajuster la tension émetteur-collecteur ; nous chargerons le collecteur du transistor expérimenté en intercalant entre la borne — de la source d'alimentation E_2 et le collecteur du transistor, une *résistance de charge* R. Sur la figure 5-1, qui reproduit le schéma de notre nouveau montage, nous voyons les appareils servant à la mesure des intensités I_b (du courant de base), I_c (du courant de collecteur) et à la mesure des tensions E_b (entre émetteur et base) et E_c (entre émetteur et collecteur).

En déplaçant le curseur du potentiomètre, nous modifions la tension émetteur-base E_b, en modifiant également, c'est bien évident, l'intensité du courant de base I_b. Comme l'intensité du courant de collecteur I_c est

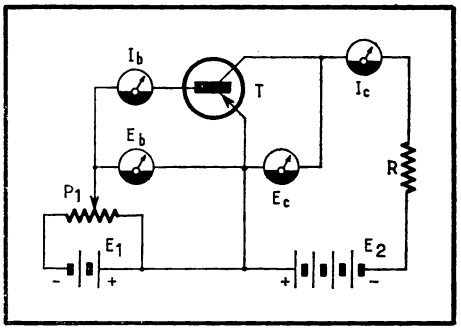


Fig. 5-1. — Le collecteur du transistor est chargé par la résistance R.

β fois plus grande que celle du courant de base (β est le gain en courant), il va sans dire que toute intervention sur le curseur du potentiomètre P amène une variation du courant de collecteur I_c qui est β fois celle de I_b.

Voyons l'influence de la résistance de charge.

Le courant de collecteur passe dans la résistance de charge R, engendrant entre les bornes de cette résistance une certaine chute de tension ($R \times I_c$). La valeur de la tension E_c, entre l'émetteur et le collecteur, est, à tout instant, égale à la différence entre la tension disponible aux bornes du générateur E_2 et la chute de tension dans la résistance ($E_c = E_2 - RI_c$. Lorsque l'intensité du courant de collecteur augmente, la chute de tension dans la résistance R croît et la tension émetteur-collecteur E_c diminue ; lorsque l'intensité du courant de collecteur diminue, la chute de tension dans la résistance R décroît et la tension émetteur-collecteur augmente.

Supposons que nous fassions croître l'intensité du courant de base I_b (en manœuvrant le curseur du potentiomètre P) : nous faisons augmenter l'intensité de collecteur I_c, puisqu'elle est proportionnelle à celle du courant de base, ce qui a pour conséquence, nous venons de le voir, de faire diminuer la tension émetteur-collecteur. Si, par contre, nous réduisons l'intensité du courant de base, nous faisons décroître l'intensité du courant de collecteur, ce qui a pour effet de faire augmenter la tension émetteur-collecteur.

Une simple intervention sur le curseur du potentiomètre P modifie donc toutes les tensions et intensités mesurées aux différents points du montage, phénomène que nous pouvions prévoir puisque nous savions déjà que la tension émetteur-base gouverne le courant de base, lequel commande le courant de collecteur, dont dépend la tension émetteur-collecteur.

La tension émetteur-collecteur diminue donc, au fur et à mesure que l'intensité du courant de base augmente. Il arrive un moment où la tension émetteur-collecteur devient nulle, et nous pouvons fort bien, par un calcul d'une extrême simplicité, déterminer pour quelle valeur de l'intensité du courant de collecteur I_c la tension émetteur-collecteur devient nulle.

Si, par exemple, la tension aux bornes du générateur E_2 est de 9 V, et si la résistance de charge R a une valeur de 300 ohms, la tension

émetteur-collecteur sera nulle lorsque la chute de tension dans la résistance de charge sera de 9 V, puisque la valeur de la tension émetteur-collecteur est égale à la différence entre la tension aux bornes du générateur E_2 et la chute de tension dans la résistance de charge ($R \times I_c$).

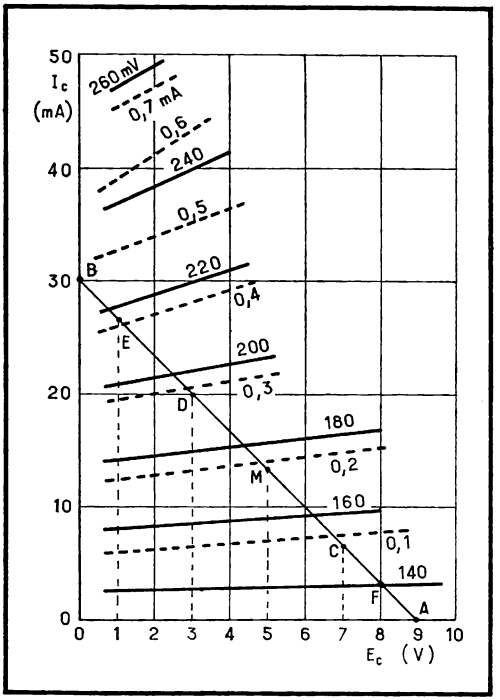


Fig. 5-2. — La droite de charge est une caractéristique dynamique.

Une chute de tension de 9 V, dans une résistance R de 300 ohms, implique le passage, dans la résistance, d'un courant dont l'intensité est de :

$$9 \text{ V}/300\ \Omega = 0{,}03 \text{ A, soit } 30 \text{ milliampères.}$$

Lorsque l'intensité du courant de collecteur atteint, par valeurs croissantes, 30 mA, la tension émetteur-collecteur, qui diminue, devient nulle ($E_c = 0$). Mais si, en revanche, aucun courant ne passe dans le collecteur, il est évident qu'en ce cas la chute de tension dans la résistance de charge est nulle, ce qui fait que la tension émetteur-collecteur est égale à la tension aux bornes du générateur ($E_c = E_2 = 9$ V).

De ce qui précède, nous déduisons que la tension émetteur-collecteur peut varier entre deux limites : d'une part être nulle, $E_c = 0$ (à ce moment-là $I_c = 30$ mA), d'autre part être égale à la tension E_2 de 9 V, ($I_c = 0$).

A la figure 5-2 nous avons reproduit un document relatif au transistor expérimenté, procuré par le fabricant de ce transistor : il s'agit d'un relevé des caractéristiques statiques $I_c = f(E_c)$ pour E_b constante en traits pleins (intensité du courant de collecteur I_c en fonction de la tension émetteur-collecteur E_c, pour différentes valeurs constantes de la tension émetteur-base), conjugué avec un réseau de caractéristiques $I_c = f(E_c)$

pour I_b constante, en pointillés (mêmes caractéristiques, pour différentes valeurs constantes de l'intensité du courant de base I_b).

Portons, sur ce graphique, les points limites, qui figurent les valeurs... limites que peut prendre la tension émetteur-collecteur. Ces points sont A sur l'échelle E_c, à la valeur 9 V, pour un courant de collecteur nul ($I_c = 0$), et B sur l'échelle I_c, à la valeur de 30 mA.

En joignant les points A et B nous traçons la *droite de charge* relative à la résistance R (résistance de charge de valeur 300 Ω), droite qui est une *caractéristique dynamique* (fig. 5-2).

A chaque valeur de résistance de charge correspond une caractéristique dynamique, droite de charge particulière.

Les réseaux de caractéristiques dynamiques sont rarement fournis par les fabricants des transistors, il appartient à l'utilisateur de les tracer.

Renseignements procurés par la droite de charge

La droite de charge, *caractéristique dynamique,* traduit graphiquement la variation de l'intensité du courant de collecteur I_c en fonction des valeurs de la tension émetteur-collecteur E_c, pour une résistance de charge R (de 300 Ω dans notre exemple).

Si nous désirons connaître la valeur de l'intensité du courant de collecteur lorsque la valeur de la tension émetteur-collecteur est de 6 V, il nous suffit de suivre la parallèle à l'axe I_c (droite verticale), passant par le point 6 V de l'axe E_c jusqu'au point où elle rencontre la droite de charge, puis, de ce point, suivre la parallèle à l'axe E_c (droite horizontale) jusqu'au point où cette droite horizontale coupe l'axe I_c. Le point d'intersection avec l'axe I_c correspondant, sur l'échelle des intensités du courant de collecteur, à la valeur 8 mA, nous déduisons que, pour une valeur de la tension émetteur-collecteur de 6 V, l'intensité du courant de collecteur est de 8 mA. Inversement, par un « trajet » dans l'autre sens, nous pouvons déterminer quelle valeur de la tension émetteur-collecteur correspond à une valeur donnée de l'intensité du courant de collecteur. C'est ainsi que nous trouverons pour $I_c = 20$ mA, $E_c = 3$ V.

Mais nous pouvons encore déduire, à l'aide du même graphique, quelle est la valeur du courant de base qui commande une tension émetteur-collecteur de 6 V (quand le collecteur est chargé par une résistance R de 300 Ω). Le point d'intersection de la droite verticale passant par le point 6 V, sur l'échelle E_c, avec la droite de charge, se situe entre la caractéristique statique $I_c = f(E_c)$ pour $I_b = 0{,}1$ mA et l'autre caractéristique correspondant à $I_b = 0{,}2$ mA.

En « interpolant », nous évaluons à 0,13 mA la valeur de l'intensité du courant de base lorsque la valeur de la tension émetteur-collecteur est de 6 V.

Par le même procédé, nous pouvons déduire quelle est la valeur de la tension émetteur-base qui correspond à une tension émetteur-collecteur de 6 V. Nous trouverons $E_b = 165$ mV.

Partant d'une valeur donnée de l'intensité du courant de collecteur I_c (sur l'échelle I_c), nous pouvons aisément déduire quelles valeurs de I_b et de E_b lui correspondent. Il nous suffit d'évaluer, par rapport aux carac-

téristiques statiques tracées, comment se situe le point d'intersection de l'horizontale issue du point choisi sur l'échelle I_c avec la droite de charge. Par exemple, pour une valeur de l'intensité de collecteur I_c de 15 mA,

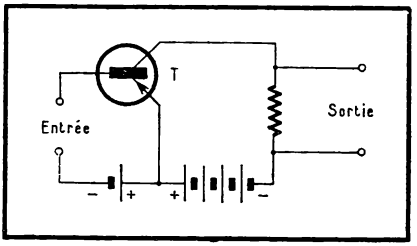


Fig. 5-3. — Le signal sortie est recueilli entre les extrémités de la résistance de charge.

nous déduisons que l'intensité du courant de base est de 0,22 mA, que la tension émetteur-base est de 180 mV, résultats, bien entendu, exprimés pour une résistance de charge R de 300 Ω.

Amplification d'un signal alternatif

Nous avons déjà répété, à plusieurs reprises, que l'amplification est la fonction essentielle que l'on fait remplir au transistor. Bien souvent on lui fait amplifier des signaux variables, alternatifs, signaux dont l'amplitude, en tension, varie suivant une certaine loi. Un tel signal peut être, par exemple, celui qui apparaît aux bornes de sortie d'un microphone, appareil qui traduit, sous une forme électrique, le signal sonore acoustique que l'on désire enregistrer ou transmettre.

La technique de l'amplification est relativement simple (fig. 5-3).

Les deux bornes de l'appareil qui délivre le signal électrique à amplifier sont connectées aux deux bornes d'entrée du transistor. Le fonctionnement du transistor est alors modifié, subissant la loi de variation, de déformation, en quelque sorte, du signal à amplifier. La présence d'un signal à l'entrée a pour effet de perturber la tension émetteur-base du transistor, avec pour conséquence une modification, une variation du courant de base, selon la loi de variation du signal injecté. Les petites variations de l'intensité du courant de base se répercutent, amplifiées, sur l'intensité du courant de collecteur. Les variations de l'intensité du courant de collecteur se traduisent sous la forme de variations de la tension entre les extrémités de la résistance de charge (parcourue par le courant de collecteur). La tension entre les extrémités de la résistance de charge varie au rythme de la variation du courant de base, donc suivant la variation du signal injecté ; mais les variations de cette tension entre les extrémités de la résistance de charge sont beaucoup plus importantes que celles du signal injecté à l'entrée, en leur étant proportionnelles (amplification de tension).

Supposons que notre transistor, au repos, c'est-à-dire en l'absence de signal, ait son collecteur chargé par une résistance de charge R de 300 Ω, que son courant de base ait une intensité de 0,2 mA, ce qui correspond à une tension émetteur-base de 175 mV, pour un courant de collecteur d'intensité 14 mA, la tension émetteur-collecteur étant alors de 5 V. *Le point figuratif* du fonctionnement de notre transistor est alors marqué M, sur la droite de charge (fig. 5-2).

Injectons maintenant le signal à l'entrée du transistor. Supposons, pour l'exemple, que l'amplitude maximum de notre signal soit de 20 mV, c'est-à-dire que la tension de ce signal varie entre deux limites qui se situent à plus et moins 20 mV de part et d'autre de la valeur moyenne. De ce fait, la tension émetteur-base, au repos de 175 mV, varie maintenant entre (175 + 20), soit 195 mV, et (175 — 20), soit 155 mV, donc entre 195 et 155 mV.

Portons ces valeurs limites sur la droite de charge (points marqués C et D sur le graphique de la figure 5-2) ; il se trouve que les points C et D sont situés à l'intersection de la droite de charge avec les caractéristiques statiques de I_c pour $I_b = 0{,}1$ mA et $I_b = 0{,}3$ mA.

Nous pouvons déduire immédiatement que l'intensité du courant de base, lorsque le signal alternatif est injecté au transistor, varie, dans ces mêmes conditions, entre 0,1 mA et 0,3 mA.

En résumé, lorsque le signal, injecté à l'entrée, provoque une variation de la tension émetteur-base entre 155 mV et 195 mV, soit de 20 mV de part et d'autre du point de repos (175 mV), le courant de base varie de 0,1 à 0,3 mA, soit de 0,1 mA de part et d'autre du point de repos (0,2 mA) ; le point figuratif du fonctionnement du transistor, M (au repos), se déplace sur la droite de charge correspondant à la résistance (de charge) R entre les points C et D.

Nous remarquerons encore que, dans ces conditions, l'intensité du courant de collecteur varie (entre les points C et D) entre 7 mA et 21 mA (sur l'échelle I_c), c'est-à-dire de 7 mA de part et d'autre de la valeur, au repos, de 14 mA. La tension émetteur-collecteur varie, elle, entre 7 V et 3 V, soit de 4 V, donc de 2 V de part et d'autre de la valeur moyenne, au repos, de 5 V.

Il est facile de déterminer l'*amplification en tension* du transistor : une variation de la tension émetteur-base E_b de 40 mV (20 mV de part et d'autre de 175 mV, tension émetteur-base au repos) provoque une variation de la tension émetteur-collecteur de 4 V.

L'amplification en tension, donnée par le rapport de la variation de tension émetteur-collecteur à la variation de tension émetteur-base qui l'engendre, est ici de 4 V / 0,02 V, soit de 200.

Les distorsions

Nous avons vu que, le collecteur du transistor étant chargé par une résistance, sa tension émetteur-collecteur peut varier entre zéro et la tension maximum de la source d'alimentation. La variation de la tension émetteur-collecteur est gouvernée par la variation de la tension émetteur-base, qui commande le courant de base. Il est donc évident que la variation maximale de la tension émetteur-collecteur est atteinte pour une valeur « maximale » de la variation de la tension émetteur-base, laquelle dépend directement de l'amplitude du signal injecté dans l'entrée du transistor monté en amplificateur. Si l'amplitude du signal entrée dépasse cette valeur maximale, qui correspond à la variation maximale de la tension émetteur-collecteur, il est bien évident qu'une fraction seulement du signal est reproduite à la sortie du transistor, « les pointes » d'amplitude du signal « ne passent pas » dans l'étage : il y a déformation du

signal au cours de l'amplification, on dit qu'il y *a distorsion.* La figure 5-4 schématise un signal entrée et le signal sortie qui lui correspond ; la partie hachurée montre la différence entre le signal réellement reproduit et le

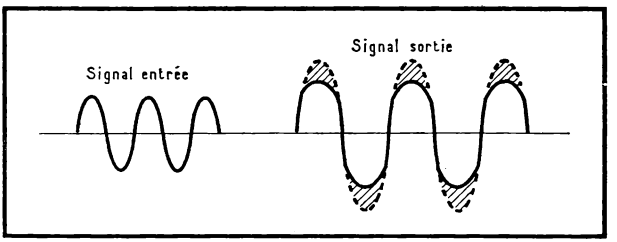


Fig. 5-4. — Ici, les deux alternances du signal sortie sont altérées : distorsion.

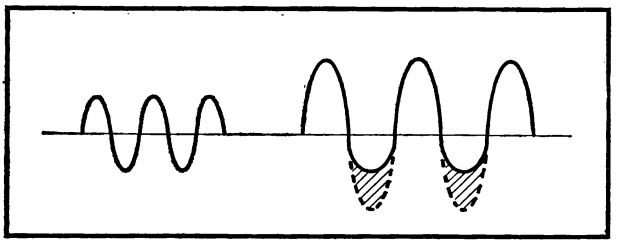


Fig. 5-5. — Dans cet exemple, les seules alternances négatives du signal sortie sont altérées : distorsion.

signal qui devrait normalement être reproduit, réplique du signal entrée convenablement amplifié, théoriquement.

Il existe de nombreuses formes de distorsions. On rencontre souvent des amplificateurs qui ne traduisent correctement que les alternances situées d'un même côté de l'axe de symétrie du signal d'entrée (alternances positives ou négatives, selon leur position (fig. 5-5). Mais, quelle que soit la nature d'une distorsion, *plus l'amplification est importante, plus la distorsion est grande.*

Pour nous en rendre compte, il nous suffit de nous reporter à la figure 5-2. En l'absence de signal, la tension émetteur-collecteur est de 5 V. Nous avons vu qu'un signal d'amplitude 40 mV (variation de la tension émetteur-base entre 155 et 195 mV) faisait varier la tension émetteur-collecteur entre 3 et 7 V, donc de 2 V de part et d'autre du point de repos. Injectons un signal d'amplitude 70 mV provoquant *une même variation* de 35 mV de part et d'autre de la tension émetteur-base au repos, qui est de 175 mV. La tension émetteur-base varie alors entre $175 + 35 = 210$ mV et $175 - 35 = 140$ mV, ce qui provoque une variation de la tension émetteur-collecteur entre 1 V et 8 V (points F et E, fig. 5-2). La variation de la tension émetteur-collecteur est, dans ces conditions, de $8 - 1 = 7$ V, mais il faut remarquer qu'elle est de $5 - 1 = 4$ V dans un sens et de $8 - 5 = 3$ V seulement dans l'autre ! Ces *variations inégales* de part et d'autre de la tension de repos ($E_c = 5$ V) sont la marque d'une distorsion dans la reproduction du signal : « pousser » l'amplification fait apparaître de la distorsion.

Composante continue et composante alternative

Le courant qui passe dans le collecteur du transistor se décompose en deux... composantes : l'une continue, l'autre alternative. En effet : le

courant de repos, celui qui passe dans le collecteur, en l'absence de signal injecté à l'entrée, est un courant continu rigoureusement constant, c'est la *composante continue*. A ce courant continu se superpose le courant alternatif qui n'est rien d'autre que la réplique du signal alternatif injecté dans l'entrée, amplifié selon le coefficient d'amplification de l'étage, c'est la *composante alternative*.

Si nous parlons courant, nous dirons que l'intensité du courant de collecteur est la résultante des deux « composantes intensités » (association du courant de collecteur au repos et du courant alternatif provenant du signal à l'entrée, après amplification) ; si nous parlons tension, nous dirons que la tension émetteur-collecteur est la résultante de deux « composantes tensions » (association de la tension émetteur-collecteur au repos et de la tension alternative provenant du signal à l'entrée, après amplification).

Séparation des composantes

Il est évident que seule la composante alternative, provenant du signal alternatif injecté dans l'entrée du transistor, nous intéresse, puisque, par l'amplification, nous désirons... amplifier un signal. Il convient donc de séparer la composante alternative de la composante continue.

L'opération est relativement simple.

Il nous suffit d'utiliser cette propriété intéressante, bien connue, du condensateur, à savoir sa perméabilité au courant alternatif. Nous savons, en effet, que le condensateur s'oppose au passage du courant continu (n'est-il pas constitué par deux armatures conductrices séparées par un diélectrique ?) alors qu'il autorise le passage du courant alternatif.

Connectons l'une des armatures du condensateur au collecteur du transistor, comme le montre la figure 5-6. Le condensateur bloque la composante continue, n'autorisant que le passage de la composante alternative (celle qui nous intéresse). Entre l'armature du condensateur, armature libre, non connectée et l'extrémité de la résistance de charge reliée au pôle — du générateur E_2, nous disposons de la composante alternative, qui correspond au signal injecté dans l'entrée du transistor, après son amplification. Rappelons que c'est dans la résistance de charge qu'apparaît une variation de chute de tension qui est provoquée par l'injection du signal.

Charge du collecteur par inductance

Jusqu'alors nous n'avons chargé le collecteur du transistor que par une résistance, il nous reste à voir comment se comporte le transistor dont le collecteur est chargé par une *inductance* (fig. 5-7).

Une inductance se présente habituellement sous la forme d'un bobinage, c'est le cas notamment d'un enroulement de transformateur, qui offre une faible résistance au passage du courant continu, alors que sa résistance au passage d'un courant alternatif est très élevée.

L'*impédance* d'une bobine, qui s'exprime en ohms, tout comme une résistance, dépend de la fréquence du courant alternatif qui la parcourt. Si f est la *fréquence* du courant alternatif, c'est-à-dire le nombre de fois que le cycle de variation du courant alternatif en question se reproduit

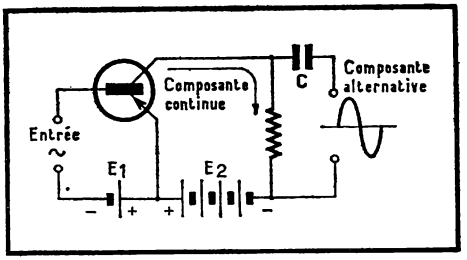


Fig. 5-6. — Le condensateur C bloque la composante continue du signal sortie, permettant le passage de la seule composante alternative du signal.

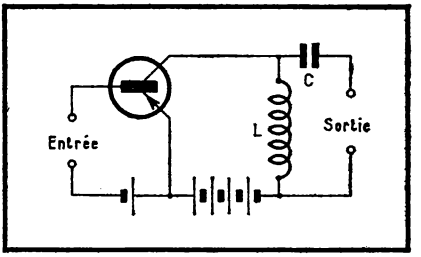


Fig. 5-7. — La charge du collecteur s'effectue aussi par inductance.

par seconde, L *le coefficient de self-induction de l'inductance* (*bobinage*), l'*impédance* Z de cette inductance est donnée, en ohms, par la formule

$$Z = 2 \pi f L$$

Une inductance, donc, n'offre de résistance apparente élevée qu'à un courant alternatif, alors que sa *résistance « ohmique » en courant continu* pur est faible. Un courant alternatif d'intensité moyenne I provoque, en passant dans une inductance d'impédance Z, une chute de tension dont la valeur est égale au produit $Z \times I$.

Chargeons notre transistor par une inductance L. En l'absence de signal à l'entrée, le courant de collecteur, au repos, courant continu, n'engendre pratiquement pas de chute de tension aux bornes de l'inductance (résistance ohmique faible). (Seule la composante alternative, provenant du signal entrée amplifié, provoque une chute de tension dans l'inductance L).

Au repos, puisque la chute de tension dans l'inductance est négligeable (en l'absence de composante alternative), il résulte que le collecteur est alors au même potentiel que le pôle — du générateur E_2 ; la tension émetteur-collecteur est, en ces conditions, autant dire égale à la tension aux bornes du générateur E_2, $E_c = E_2$.

Si la tension d'alimentation délivrée par le générateur E_2 est de 9 V, la tension émetteur-collecteur varie entre zéro et 9 V, lorsqu'un signal est injecté dans l'entrée du transistor.

Dans le cas où la charge du collecteur s'opère à l'aide d'une résistance, la tension émetteur-collecteur varie cette fois entre zéro et une valeur inférieure à 9 V.

Lorsque la sortie du transistor est chargée par une inductance, la variation de la tension émetteur-collecteur est beaucoup plus importante que celle obtenue dans le cas où la charge est assurée par une résistance.

Bien entendu *il nous faudra nous méfier des distorsions* qui seront d'autant plus grandes que l'amplification sera poussée, comme nous l'avons expliqué précédemment, en étudiant la charge par résistance.

Il ne faut pas perdre de vue que la puissance dissipée dans le collecteur, exprimée par le produit de l'intensité I_c par la tension E_c doit rester inférieure à la *puissance maximale admissible*, indiquée par le fabricant du transistor. Aussi nous tracerons la droite de charge en dessous de l'hyperbole qui figure la puissance maximale à ne pas dépasser, au collecteur, sauf dans des conditions particulières que nous verrons par la suite.

CHAPITRE 6

LE MONTAGE A ELECTRODE COMMUNE

L'injection du signal à amplifier s'effectue entre les deux bornes d'entrée d'un amplificateur ; le signal amplifié est recueilli entre les deux bornes de sortie du même amplificateur.

Faisons jouer le rôle d'amplificateur à un transistor, triode à cristal : deux de ses trois électrodes sont les bornes d'entrée de l'amplificateur qu'il constitue, deux de ses trois électrodes en sont les bornes de sortie. Une des trois électrodes du transistor est donc nécessairement commune à l'entrée et à la sortie.

Nous allons comparer les trois montages fondamentaux **du transistor, qui sont les montages :**

Emetteur commun **(E. C.)** — Base commune **(B. C.)** Collecteur commun **(C. C.). Nous verrons quelles sont les valeurs des différents paramètres du transistor, dans les trois montages fondamentaux.**

Montage émetteur commun (E.C.)

Comme son nom l'indique, c'est le montage dans lequel l'émetteur est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie de l'étage amplificateur que constitue notre transistor.

Reprenons le schéma du transistor amplificateur de la figure 5-3 du chapitre V, reproduit à nouveau à la figure 6-1.

Le signal est injecté dans l'entrée, entre la base et l'émetteur, le signal sortie est recueilli entre le collecteur et l'émetteur. Nous nous rendrons compte encore plus aisément de ce fait en redessinant le schéma, sans les sources d'alimentation ni la résistance de charge R, ce qui nous conduit au schéma de la figure 6-2.

Dans un tel montage, comme dans tous ceux que nous avons étudiés jusqu'alors, l'émetteur est l'électrode commune (à l'entrée et à la sortie).

Les tensions sont toutes exprimées par rapport au potentiel de l'émetteur, électrode commune (*tension émetteur-collecteur* E_c *et tension émetteur-base* E_b).

Valeur des paramètres dans le montage E.C.

Les paramètres d'un transistor ont été définis au cours du chapitre 3.

La résistance d'entrée d'un amplificateur, ou plus simplement, le cas échéant, d'un transistor, est exprimée par le rapport d'une variation de la tension d'entrée à la variation correspondante du courant dans l'entrée.

$$r_e = \frac{\text{variation } \Delta E_{ent} \text{ de la tension d'entrée}}{\text{variation } \Delta I_{ent} \text{ du courant dans l'entrée}}$$

Etant le rapport d'une variation de tension à une variation d'intensité, elle s'exprime, bien entendu, en ohms, ayant le caractère d'une résistance.

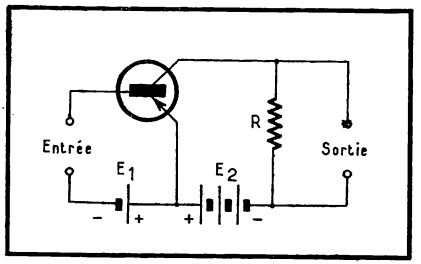


Fig. 6-1. — Montage émetteur commun : l'émetteur est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie.

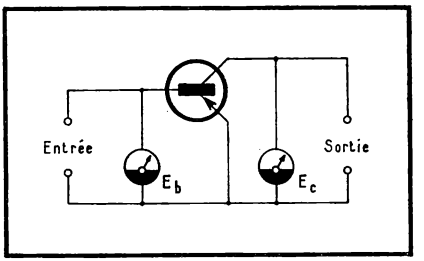


Fig. 6-2. — Montage E.C. : les tensions s'expriment à partir du potentiel de l'émetteur.

Dans le montage E.C. la résistance d'entrée est exprimée par le rapport d'une variation de la tension émetteur-base E_b (tension d'entrée) à la variation correspondante de l'intensité du courant dans l'électrode d'entrée « non commune », c'est-à-dire dans la base :

$$r_e = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b}$$

En montage E.C., la valeur de la résistance d'entrée varie entre 200 et 2000 Ω (pour les transistors d'utilisation courante).

La résistance de sortie est exprimée par le rapport de la variation de la tension de sortie (ici : tension émetteur-collecteur) à la variation correspondante de l'intensité du courant dans la sortie (ici : courant de collecteur) :

$$r_s = \frac{\Delta E_c}{\Delta I_c}$$

Etant le rapport d'une variation de tension à une variation d'intensité, elle s'exprime, bien entendu, en ohms, ayant le caractère d'une résistance.

En montage E. C., la valeur de la résistance de sortie varie de 10 000 à 100 000 Ω (de 10 à 100 kΩ).

AMPLIFICATION DE COURANT OU GAIN EN COURANT

Le gain en courant, paramètre désigné par β, est exprimé par le rapport de la variation de l'intensité du courant dans la sortie (ici :

courant de collecteur) à la variation correspondante du courant dans l'entrée (ici : courant de base), qui l'engendre.

Rapport entre deux valeurs d'intensité, c'est une grandeur sans dimension (ni tension, ni intensité, ni résistance, etc...), c'est un nombre.

En montage E.C., la valeur du gain en courant est comprise entre 20 et 80.

AMPLIFICATION DE TENSION

Ce paramètre, désigné par K, est exprimé par le rapport de la variation de la tension de sortie (ici : tension émetteur-collecteur) à la variation correspondante de la tension d'entrée (ici : tension émetteur-base) qui l'engendre.

Rapport entre deux valeurs de tension, c'est un nombre.

En montage E.C., la valeur de l'amplification de tension, encore appelée gain en tension, est de l'ordre de plusieurs centaines.

AMPLIFICATION DE PUISSANCE

L'amplification de puissance est le rapport entre la puissance du signal sortie et la puissance du signal entrée.

La puissance de sortie, en valeur moyenne, est égale au produit de la tension de sortie par l'intensité du courant de sortie (ici $E_c \times I_c$).

Quant à la puissance d'entrée, en valeur moyenne, elle est égale au produit de la tension d'entrée par l'intensité du courant dans l'entrée (ici $E_b \times I_b$).

$$\text{Amplification de puissance (moyenne)} = \frac{\text{Puissance Sortie}}{\text{Puissance Entrée}} = \frac{E_c \times I_c}{E_b \times I_b}$$

Si nous remarquons que

$$\frac{E_c}{E_b} = K \qquad \text{et} \qquad \frac{I_c}{I_b} = \beta$$

l'amplification de puissance est égale au produit $K.\beta$, elle est donc de plusieurs milliers, puisque le gain en courant β se situe de 20 à 80, alors que l'amplification de tension K est de l'ordre de plusieurs centaines.

DÉPHASAGE ENTRE LES SIGNAUX D'ENTRÉE ET DE SORTIE

Deux signaux alternatifs de même fréquence sont *en phase* lorsque leur amplitude croît ou décroît simultanément ; ils sont en *opposition de phase* quand ils varient inversement l'un par rapport à l'autre (l'un croît alors que l'autre décroît et vice versa).

Nous avons pu constater, au cours du chapitre V, quand nous avons étudié les caractéristiques dynamiques (droites de charge), que le signal injecté faisait augmenter la tension d'entrée, mais décroître la tension de collecteur, les signaux entrée et sortie étaient donc en opposition de phase (fig. 6-3).

Tous les montages étudiés jusqu'alors étant du type émetteur-commun, nous déduirons que :

En montage E.C. les signaux de sortie et d'entrée sont en opposition de phase.

Montage base commune B.C

Le montage B. C. se caractérise par le fait que, chez lui, *c'est la base qui est l'électrode commune* à l'entrée et à la sortie de l'étage amplificateur que constitue le transistor considéré.

Dans un tel montage, donc, l'injection du signal s'effectue entre la base et l'émetteur, le signal sorti est recueilli entre la base et le collecteur.

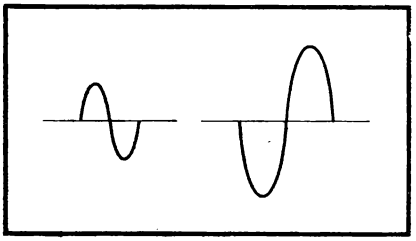


Fig. 6-3. — En montage E.C. : les signaux entrée et sortie sont en opposition de phase.

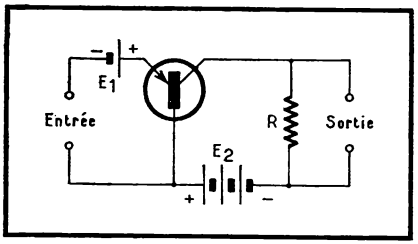


Fig. 6-4. — Montage base commune : la base est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie.

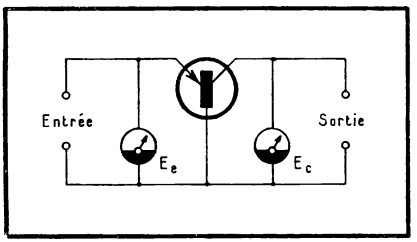


Fig. 6-5. — Montage B.C. : les tensions s'expriment à partir du potentiel de la base.

La figure 6-4 nous montre le schéma du montage B.C., la figure 6-5 reproduit le même schéma, après simplification du dessin en faisant disparaître, pour la commodité, les générateurs d'alimentation E_1 et E_2, ainsi que la résistance de charge R.

Dans le montage B. C les tensions doivent être exprimées par rapport au potentiel de la base, puisque la base est l'électrode commune.

Ces tensions sont la tension base-émetteur E_e *et base-collecteur* E_c.

LES PARAMÈTRES DANS LE MONTAGE BASE-COMMUNE.

La résistance d'entrée est exprimée par le rapport d'une variation de la tension base-émetteur E_e à la variation de l'intensité du courant passant dans l'électrode « non commune », c'est-à-dire l'émetteur, soit I_e (I_e est le courant d'émetteur).

En montage B. C., la résistance d'entrée varie de 30 à 150 Ω, sa valeur est donc plus faible que celle rencontrée dans le montage E. C. (de 300 à 2000 Ω).

La résistance de sortie est exprimée par le rapport d'une variation de la tension de sortie, tension base-collecteur, à la variation correspondante de l'intensité du courant de sortie (ici courant de collecteur).

En montage B. C., la valeur de la résistance de sortie est comprise entre 500 000 et 2 000 000 Ω (de 0,5 à 2 MΩ).

Nous voyons ici que la valeur de la résistance de sortie est beaucoup plus élevée en montage B. C. qu'en montage E. C. (0,5 à 2 MΩ contre 10 à 100 kΩ).

AMPLIFICATION DE COURANT OU GAIN EN COURANT

Le gain en courant s'exprime, évidemment, par le rapport de la variation de l'intensité du courant de sortie (ici : courant de collecteur) à la variation correspondante de l'intensité du courant dans l'entrée (ici : courant d'émetteur).

Or, nous savons que, dans le transistor, qu'il soit de type *p-n-p* ou *n-p-n*, convenablement alimenté (c'est-à-dire en respectant les polarités de ses diodes équivalentes émetteur-base et collecteur-base, ainsi que celles des générateurs d'alimentation (chapitre III) *l'intensité du courant d'émetteur est la somme des intensités des courants de base et de collecteur*

$$I_e = I_b + I_c$$

Comme l'intensité du courant de base est très petite devant l'intensité du courant de collecteur (effet transistor) il se trouve que, pratiquement, l'intensité du courant de collecteur I_c est presque aussi grande que celle du courant d'émetteur I_e.

Le rapport de la variation ΔI_c du courant de collecteur à la variation correspondante ΔI_e du courant d'émetteur, un peu supérieure à la première, sera donc inférieur à l'unité.

Ce rapport $\Delta I_c/\Delta I_e$, exprimant le gain en courant, dans le montage B. C., sera désigné par α, afin de le différencier de β, paramètre équivalent, dans le montage émetteur-commun.

Mais nous nous souviendrons que *en montage B. C., le gain en courant* α *est plus petit que l'unité,* $\alpha < 1$.

AMPLIFICATION EN TENSION

Ce paramètre est donné par le rapport d'une variation de la tension de sortie (ici ΔE_c) à la variation correspondante ΔE_e de la tension base-émetteur.

Nous avons vu précédemment que la valeur de la résistance de sortie r_s, dans le montage B. C., était relativement grande (0,5 à 2 MΩ). Il est donc naturel qu'une faible variation ΔI_c de l'intensité du courant de collecteur engendre, dans le collecteur, une variation très importante de tension, puisque la valeur de cette variation de tension est donnée par le produit $r_s \times \Delta I_c$ (loi d'Ohm).

Donc une faible variation de la tension d'entrée du transistor en montage B. C., provoquant une très faible variation du courant d'émetteur (électrode d'entrée), se traduit cependant, à la sortie, sous la forme d'une importante variation de la tension de sortie.

L'amplification de tension, en montage B. C., est très élevée, pouvant être de plusieurs milliers (alors qu'elle ne dépasse pas quelques centaines dans le montage E. C.).

AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Rapport des puissances développées dans le collecteur et dans l'émetteur, l'amplification de puissance, dans le montage B. C., est inférieure à celle du montage E. C., ne dépassant pas quelques centaines, contre plusieurs milliers dans le cas du montage E. C.

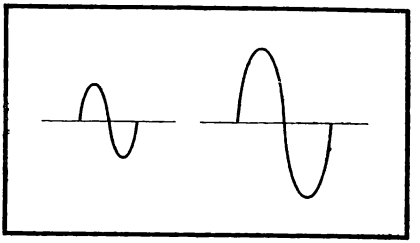


Fig. 6-6. — En montage B.C., les signaux entrée et sortie sont en concordance de phase, tout comme en montage C.C.

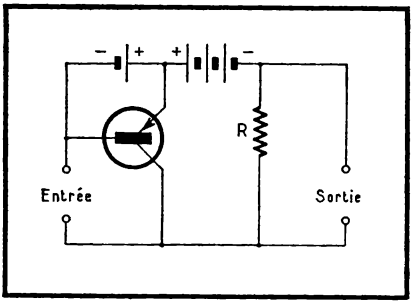


Fig. 6-7. — Montage collecteur commun : le collecteur est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie.

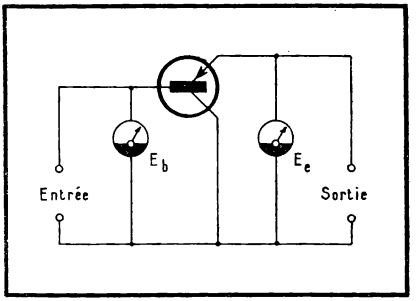


Fig. 6-8. — Montage C.C. : les tensions s'expriment à partir du potentiel du collecteur.

DÉPHASAGE ENTRE LES SIGNAUX D'ENTRÉE ET DE SORTIE

Le signal injecté dans l'entrée, entre l'émetteur et la base dans le montage B. C., impose sa loi de variation au potentiel de l'émetteur.

Supposons que le signal rende plus positif l'émetteur : le courant d'émetteur augmente ; le courant de collecteur, dont l'intensité est sensiblement égale à celle de l'émetteur, augmente de même. La chute de tension dans la résistance de charge R, dont la valeur est donnée par le produit $R \times I_c$, augmente simultanément. De ce fait le potentiel du collecteur se rapproche du potentiel du pôle + du générateur E_2, nous voyons donc que le potentiel du collecteur devient plus positif, tout comme le potentiel de l'émetteur.

En montage B. C., les signaux d'entrée et de sortie sont en concordance de phase (fig. 6-6).

Montage collecteur commun (C.C.)

Dans le montage collecteur commun C. C., c'est le collecteur qui est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie.

L'injection du signal s'opère, dans ce cas, entre la base et le collecteur, le signal sortie se recueille entre l'émetteur et le collecteur.

La figure 6-7 nous montre le schéma du montage C. C., la figure 6-8 reproduit le même schéma, après simplification du dessin en faisant disparaître, pour la commodité, les générateurs E_1 et E_2, ainsi que la résistance de charge R.

Dans le montage C. C. les tensions énoncées s'entendent à partir du potentiel de l'électrode commune, le collecteur ; ces tensions sont la tension collecteur-base E_b *et la tension collecteur-émetteur* E_e.

La *résistance d'entrée* est exprimée par le rapport d'une variation de la tension collecteur-base ΔE_b à la variation correspondante de l'intensité du courant passant dans l'électrode « non commune », c'est-à-dire la base, soit ΔI_b (I_b est le courant de base) :

$$r_e = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b}$$

En montage C. C., la valeur de la résistance d'entrée est comprise entre 0,2 à 1 MΩ.

La *résistance de sortie* est exprimée par le rapport de la variation ΔE_e de la tension collecteur-émetteur, à la variation ΔI_e de l'intensité du courant passant dans l'émetteur

$$r_s = \frac{\Delta E_e}{\Delta I_e}$$

En montage C.C., la valeur de la résistance de sortie est relativement faible, allant de 50 à 500 Ω.

AMPLIFICATION DE COURANT OU GAIN EN COURANT

Le gain en courant s'exprime par le rapport de la variation de l'intensité du courant de sortie (ici : courant d'émetteur) à la variation correspondante de l'intensité du courant dans l'entrée (ici : courant de base).

En montage C.C., montage collecteur commun, le gain en courant symbolisé par γ va de 20 à 80, tout comme le gain en courant β du montage E.C. (émetteur-commun).

AMPLIFICATION DE TENSION

Ce paramètre est défini par le rapport de la variation de la tension de sortie (ici : tension collecteur-émetteur) à la variation correspondante de la tension d'entrée (ici : tension collecteur-base).

Nous avons dit que la valeur de la résistance d'entrée du transistor, en montage C.C. est très élevée (0,2 à 1 MΩ), alors que la valeur de la résistance de sortie est relativement faible (50 à 500 Ω). L'injection d'un signal à l'entrée engendre de faibles variations de l'intensité du courant à l'entrée (puisque cette intensité est le rapport U / R d'une tension à une résistance de très forte valeur). Les variations de l'intensité du courant dans l'entrée se répercutent, amplifiées, à la sortie, mais comme la valeur de la résistance de sortie est faible (de 50 à 500 Ω), les variations de l'intensité du courant à la sortie n'engendrent que de faibles variations de tension dans cette résistance de sortie.

En montage collecteur commun, les variations de tension à l'entrée du transistor ne provoquent que des variations de la tension de sortie égales aux premières ; l'amplification de tension, qui est le rapport de ces variations, est donc voisine de l'unité.

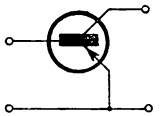
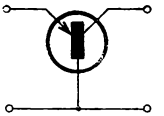
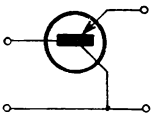
MONTAGE	EMETTEUR COMMUN	BASE COMMUNE	COLLECTEUR COMMUN
Schéma			
Résistance d'entrée r_e	$\Delta E_b / \Delta I_b$ 200 à 2000 Ω	$\Delta E_e / \Delta I_e$ 30 à 150 Ω	$\Delta E_b / \Delta I_b$ 0,2 à 1 MΩ
Résistance de sortie r_s	$\Delta E_c / \Delta I_c$ 10 à 100 kΩ	$\Delta E_c / \Delta I_c$ 0,5 à 2 MΩ	$\Delta E_e / \Delta I_e$ 50 à 500 Ω
Amplification de courant	$\beta = \Delta I_c / \Delta I_b$ 20 à 80	$\alpha = \Delta I_c / \Delta I_e$ moins de 1	$\gamma = \Delta I_e / \Delta I_b$ 20 à 80
Amplification de tension	Plusieurs centaines	Plusieurs milliers	Environ 1
Amplification de puissance	Plusieurs milliers	Plusieurs centaines	Plusieurs dizaines
Concordance de phase entre les signaux entrée et sortie	Opposition	En phase	En phase

Fig. 6-9. — Tableau récapitulant les caractéristiques principales des trois montages fondamentaux des transistors.

AMPLIFICATION DE PUISSANCE

La valeur de l'amplification de puissance étant donnée par le produit de l'amplification de tension par l'amplification de courant, l'amplification de puissance en montage C.C. est de quelques dizaines.

DÉPHASAGE ENTRE LES SIGNAUX D'ENTRÉE ET DE SORTIE.

Tout comme dans le montage base commune, en montage collecteur commun, lorsque la tension d'entrée augmente, la tension de sortie augmente également, *les signaux d'entrée et de sortie sont en concordance de phase* (fig. 6 - 6).

Nous résumerons toutes ces caractéristiques dans le tableau de la figure 6 - 9.

Ce tableau nous indique que, dans le cas où nous cherchons un gain en courant élevé, nous ferons appel au montage émetteur commun, ou encore au montage collecteur commun, si nous n'avons toutefois pas besoin d'une amplification de tension importante.

Le montage E.C. est celui qui donne l'amplification de puissance maximale, comparativement aux deux autres montages fondamentaux ; c'est lui qui sera, le plus souvent, le montage préféré...

CHAPITRE 7

ALIMENTATION ET STABILISATION THERMIQUE DES TRANSISTORS

Maintenant que nous connaissons les principes du fonctionnement des transistors, nous allons voir quelles sont les précautions à prendre, dans la pratique, pour que le fonctionnement des transistors soit stable.

Nécessité de la stabilisation

Au cours du chapitre V, consacré à l'étude des caractéristiques dynamiques des transistors, nous avons fait la connaissance de la droite de charge, caractéristique dynamique, qui traduit graphiquement le fonctionnement du transistor dont le collecteur est chargé.

Rappelons que charger le collecteur d'un transistor consiste à insérer entre l'électrode en question et le pôle convenable de la source d'alimentation du montage (pôle — dans le cas des transistors *p-n-p*, pôle + dans

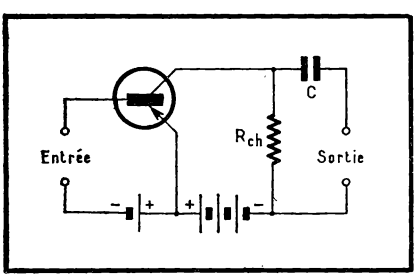


Fig. 7-1. — Dans les transistors du type p-n-p, le collecteur est relié au pôle — de la source d'alimentation, par l'intermédiaire, sur cet exemple, de la résistance de charge.

le cas des transistors *n-p-n*) une résistance ou une inductance de charge (fig. 7-1). Entre les extrémités de cette résistance (ou inductance) de charge, se recueille le signal sortie, réplique du signal injecté dans l'entrée du transistor amplificateur.

Il existe une droite de charge correspondant à chaque valeur de la résistance qui charge le collecteur (ou à chaque valeur d'impédance de l'inductance de charge). Nous avons appris à tracer la droite de charge, nous avons vu combien de renseignements sont procurés par cette

caractéristique dynamique. Nous avons montré aussi que l'amplification, lorsqu'elle est trop poussée, fait malheureusement apparaître de la distorsion dans le signal sortie, ce dernier se trouvant altéré par rapport au signal entrée.

Nous retrouvons, à la figure 7-2, un réseau de caractéristiques statiques qui nous est désormais familier, réseau des courbes $I_c = f(E_c)$ pour E_b constante et pour I_b constante. Il s'agit des courbes représentant graphiquement les variations de l'intensité I_c du courant de collecteur en

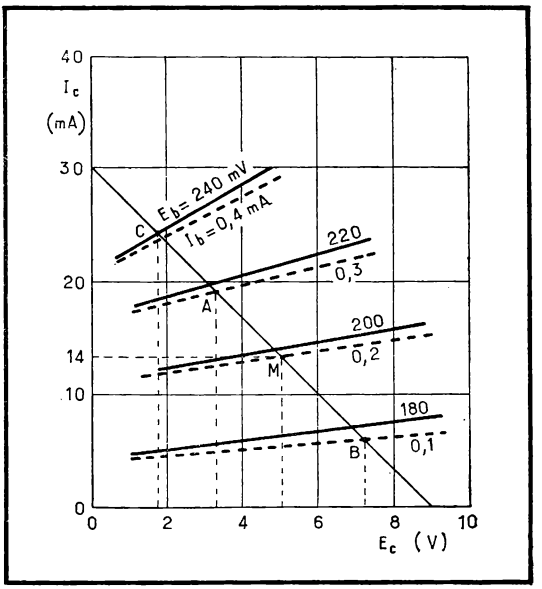


Fig. 7-2. — Le point figuratif du fonctionnement du transistor se déplace le long de la droite de charge.

fonction des valeurs prises par la tension émetteur-collecteur E_c, pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension émetteur-base E_b (traits pleins) et pour des valeurs différentes, mais constantes, de l'intensité du courant de base I_b (pointillés).

Sur ce réseau de caractéristiques statiques nous avons tracé une caractéristique dynamique, la droite de charge, qui correspond à une résistance de charge de 300 Ω pour une tension d'alimentation de 9 V.

Supposons qu'au repos, c'est-à-dire en l'absence de signal à l'entrée, le fonctionnement du transistor soit figuré par le point M, qui correspond à une tension émetteur-collecteur E_c de 5 V, conjointement à une intensité du courant de collecteur I_c de 14 mA. Dans les conditions de repos le courant de base a une intensité I_b de 0,2 mA.

Injectons dans l'entrée du transistor un signal alternatif qui fasse varier l'intensité du courant de base de 0,1 mA de part et d'autre de la valeur de repos (0,2 mA) ; l'intensité du courant de base varie alors entre deux valeurs limites qui sont $0{,}2 - 0{,}1 = 0{,}1$ mA et $0{,}2 + 0{,}1 = 0{,}3$ mA. Il en résulte une variation de la tension émetteur-collecteur E_c entre 3 et 7 V, soit de 2 V de part et d'autre de la valeur, au repos, de 5 V. Le phénomène est traduit, graphiquement, par le déplacement du point figuratif de fonctionnement du transistor, sur la droite de charge, le long du segment limité par les points A et B. Les variations symétriques de l'inten-

sité du courant de base se traduisant sous la forme de variations symétriques de la tension émetteur-collecteur, il n'y a pas de distorsion au cours de l'amplification.

Supposons maintenant qu'au repos, en l'absence de signal à l'entrée, le point figuratif du fonctionnement du transistor ne soit plus en M mais en A, ce qui correspond à $E_c = 3$ V. L'intensité du courant de base, au repos, est alors de 0,3 mA. Imaginons que le signal injecté dans l'entrée fasse maintenant varier le courant de base, comme tout à l'heure, de 0,1 mA de part et d'autre de la valeur au repos. L'intensité du courant de base varie, dans de telles conditions, de $(0{,}3 - 0{,}1) = 0{,}2$ mA à $(0{,}3 + 0{,}1) = 0{,}4$ mA (points M et C sur la droite de charge).

La tension émetteur-collecteur varie maintenant entre 5 et 1,5 V, c'est-à-dire d'une part à $5 - 3 = 2$ V et d'autre part $3 - 1{,}5 = 1{,}5$ V par rapport à la valeur, au repos, de 3 V. Il y a donc distorsion, cette fois.

Un déplacement du point figuratif M de fonctionnement, au repos, entraîne donc des perturbations fâcheuses du fonctionnement, *il est indispensable de stabiliser les montages transistorisés.*

En raisonnant tension émetteur-base et non plus intensité du courant de base, nous aurions abouti à la même conclusion : il faut stabiliser les montages transistorisés, pour que le point figuratif M de fonctionnement au repos reste au même endroit sur la droite de charge.

L'effet de température

En étudiant la diode à jonction (chapitre II), nous avons appris que la chaleur influe fâcheusement sur le comportement des semiconducteurs, en général.

Une élévation de la température active l'agitation des électrons, au sein d'un conducteur, la résistance de ce dernier varie donc suivant sa température.

Les semiconducteurs, parcourus par un courant électrique, sont le siège d'un dégagement de chaleur (effet Joule) ; leur conductibilité augmente s'ils sont maintenus en circuit. Plus grande est leur conductibilité, meilleurs conducteurs ils deviennent et plus ils s'échauffent : il faut limiter l'intensité du courant direct, dans une diode semiconductrice, pour éviter l'emballement destructeur.

Il va sans dire que, dans un transistor, la diode équivalente émetteur-base étant normalement alimentée dans le sens direct, de conduction facile du courant électrique, son fonctionnement sera perturbé par l'échauffement qu'elle subit. De ce fait le courant de base, au repos, a tendance à augmenter, ce qui se traduit par un déplacement du point figuratif M de fonctionnement au repos, sur la droite de charge, source de perturbation qu'il convient d'éliminer, ou tout au moins de minimiser quant aux effets, nous l'avons montré précédemment.

Nous allons voir comment, dans la pratique, on s'y prend pour compenser les effets de la température.

Alimentation et stabilisation

Tous les montages que nous avons rencontrés, jusqu'alors, faisaient appel à deux générateurs distincts pour assurer l'alimentation des deux diodes équivalentes émetteur-base (alimentée directement, dans le sens de conduction facile) et collecteur-base (alimentée inversement, dans le sens de conduction difficile).

Nous allons voir qu'il est très possible, mais aussi fort commode, de n'utiliser qu'un seul générateur, comme nous le montre le schéma de la figure 7-3. La base du transistor *p-n-p* de ce montage est alimentée à partir d'un

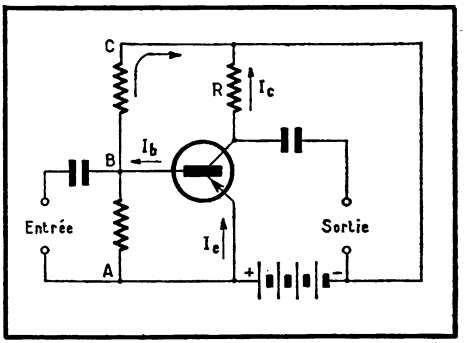


Fig. 7-3. — La stabilisation est assurée par pont diviseur entre le + et le — de la source d'alimentation.

pont diviseur constitué par deux résistances (fixes) en série, les extrémités du pont sont branchées aux bornes du générateur qui alimente, normalement, le collecteur.

La base est reliée au point B du pont diviseur, elle se trouve donc portée à un potentiel intermédiaire entre ceux des pôles du générateur, elle est « plus négative que l'émetteur » et « moins négative que le collecteur ». Les conditions sont donc remplies pour que l'effet transistor puisse se manifester.

Le courant de base I_b sort du transistor par la base (il s'agit ici d'un transistor *p-n-p*) en direction du point C du pont diviseur, porté à un potentiel plus négatif que celui de la base (le point C n'est-il pas relié directement au pôle — du générateur d'alimentation ?).

Plus la diode émetteur-base s'échauffe, plus elle est conductrice et plus le courant de base est intense. Mais plus le courant de base est intense, plus la chute de tension dans la résistance située en B C est importante, plus le point B devient positif, ou moins il devient négatif, c'est la même chose.

Plus le point B devient positif, plus son potentiel se rapproche de celui du point A qui est au potentiel du pôle + du générateur et moins le courant de base est intense.

Le système a donc pour effet de réduire l'accroissement de l'intensité du courant de base, c'est un *système compensateur* de l'effet de température, c'est un *système stabilisateur.*

Evidemment un reproche peut être fait au pont diviseur : étant constamment sous tension, il est parcouru par un courant qui le traverse en permanence, allant de A vers C. Dans la pratique on est obligé de

faire passer dans le pont diviseur un courant qui est beaucoup plus important que le courant de base seul, au détriment de la longévité des piles qui alimentent généralement les montages portatifs (postes récepteurs radio). Les avantages de la stabilisation par pont diviseur éclipsent, à notre avis, les reproches quant à la consommation.

Une petite remarque est à formuler au sujet du condensateur dit *condensateur de liaison,* à l'entrée de l'étage. Ce condensateur a pour rôle de « bloquer » tout courant continu qui pourrait « sortir » de l'étage vers l'étage précédent, de même il s'oppose au passage de toute composante continue, provenant de l'étage précédent, en direction de la base du transistor.

Découplage

Nous savons que l'intensité du courant d'émetteur est la somme des intensités des courants de base et de collecteur ($I_e = I_b + I_c$). Comme le courant de base est très faible devant les autres, il se trouve que, pratiquement, l'intensité du courant de collecteur est sensiblement égale à l'intensité du courant d'émetteur.

Nous disposons donc d'une autre méthode pour assurer la stabilisation du montage ; le schéma est celui de la figure 7-4.

Une résistance R_e a été insérée dans le circuit d'émetteur et elle est parcourue par le courant I_e. Ainsi, on fixe le potentiel d'émetteur par rapport à celui de la base, car il se produit une chute de tension aux bornes de R_e.

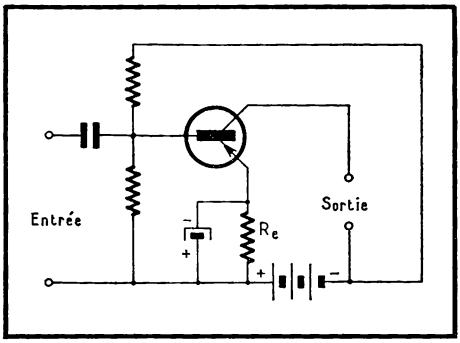


Fig. 7-4. — Le condensateur de découplage, en parallèle avec la résistance d'émetteur, laisse passer la composante alternative du signal.

La valeur de cette chute de tension est donnée par le produit de l'intensité du courant d'émetteur (égale à l'intensité du courant de collecteur) par la valeur de cette résistance de charge (R_e). Le potentiel de l'émetteur n'est plus fixe, variant selon la loi de variation du signal injecté à l'entrée. La tension émetteur-base varie donc suivant cette même loi, mais il est très facile de la stabiliser en *découplant* la résistance intercalée, dans le circuit d'émetteur, en lui adjoignant, en parallèle, un condensateur qui est perméable au passage de la composante alternative du signal. Dans ces conditions la composante alternative est sans influence sur le potentiel de l'émetteur, qui reste fixe : La résistance d'émetteur est parcourue par le seul

courant continu (composante continue) qui n'est rien d'autre que le courant d'émetteur au repos, courant d'intensité constante. La chute de tension dans la résistance est par conséquent constante, ce qui fait que le potentiel de l'émetteur ne varie pas, il reste fixe.

Dans un tel montage le signal sortie apparaît directement entre la borne « — » du générateur et le collecteur lui-même, mais il faut bien préciser que ce montage est un montage à émetteur commun.

Contre-réaction

Faire de la contre-réaction dans un amplificateur, c'est ramener à l'entrée une fraction de la tension (ou de l'intensité) du signal sortie.

Considérons le schéma de la figure 7-5. Ce montage ne fait appel

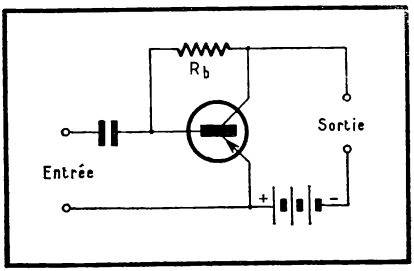


Fig. 7-5. — Le potentiel de la base est commandé par celui du collecteur, qui lui impose sa loi de variation

qu'à un seul générateur pour l'alimentation générale. Mais le courant de base est commandé, à partir du potentiel du collecteur, plus négatif que celui de la base, à l'aide d'une résistance R_b qui garantit le potentiel de base (E_b) en laissant passer, dans la base, le courant moyen de repos dont l'intensité a été déterminée. Lorsque le potentiel du collecteur devient plus négatif, le potentiel de la base devient, lui aussi, plus négatif et vice versa. Nous sommes donc en présence d'un système compensateur par contre-réaction, puisque c'est la tension de sortie qui est répercutée sur l'entrée.

Stabilisation par thermistance

L'échauffement fait augmenter l'intensité du courant dans les semiconducteurs, la résistance de ceux-ci diminue quand monte leur température. On peut donc fabriquer des résistances composées de semiconducteurs du type *p* ou du type *n*, dont la résistance décroît très vite avec l'augmentation de la température.

Ces résistances sont appelées *thermistances*, ou résistances C.T.N., (à *c*oefficient de *t*empérature *n*égatif).

A la figure 7-6 nous reproduisons la courbe de variation d'une thermistance en fonction de la température, en pourcentage par rapport à la valeur initiale qu'elle présente à la température ambiante de 20° C.

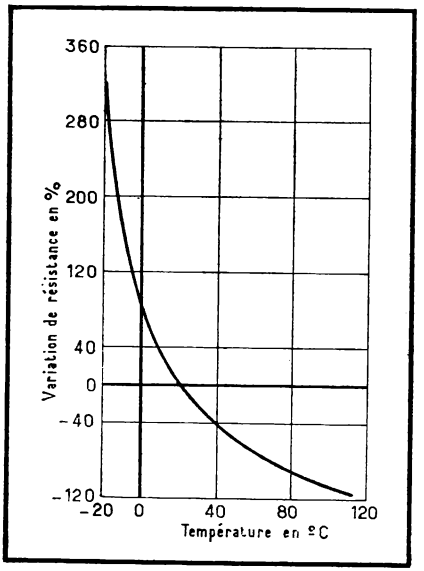


Fig. 7-6. — Variation (en %) de la résistance d'une thermistance en fonction de la température ambiante.

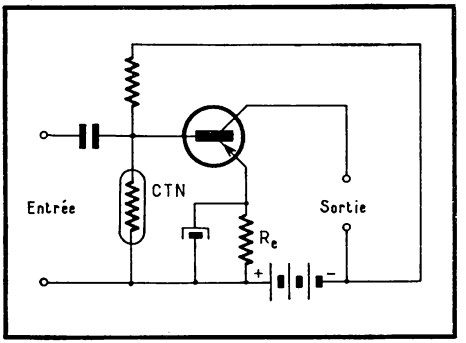


Fig. 7-7. — La stabilisation est assurée ici par une thermistance.

Les propriétés des thermistances sont utilisées avec succès dans les ponts diviseurs qui alimentent les bases des transistors. Lorsque la thermistance s'échauffe (fig. 7-7) sa résistance diminue, le potentiel de la base devient moins négatif (ou plus positif), ce qui provoque une réduction de l'intensité du courant de base.

♦

Ainsi nous aurons fait un tour d'horizon de cette question de stabilisation dont l'importance n'échappe à personne ; nous ne nous étonnerons pas de voir, sur certains schémas, des résistances de charge placées dans les circuits des émetteurs ; nous rencontrerons, très souvent, des ponts diviseurs assurant l'alimentation des bases.

CHAPITRE 8

LES LIAISONS ENTRE ETAGES

Nous avons appris que les transistors sont de petites merveilles capables d'amplifier jusqu'à plusieurs milliers de fois les signaux injectés dans leur entrée.

Malheureusement nous nous trouvons, dans la pratique, devant la nécessité d'amplifier, dans bien des cas, certains signaux jusqu'à plusieurs millions de fois : il faut donc, autant dire toujours, disposer plusieurs étages amplificateurs en série, chacun amplifiant, à son tour, le signal sortant de l'étage précédent.

Il va sans dire que tout doit être mis en œuvre pour ne pas perdre d'énergie au cours du transfert du signal sortant d'un étage à l'étage suivant, il faut prendre certaines dispositions pour assurer au mieux les liaisons entre les étages successifs d'une chaîne amplificatrice.

L'adaptation des impédances

Considérons un générateur de courant (pile, accumulateur, dynamo, alternateur...), qui débite sur un récepteur (résistance, moteur...) Nous avons en présence, en liaison, une source (le générateur) qui débite sur une charge (le récepteur) (fig. 8-1).

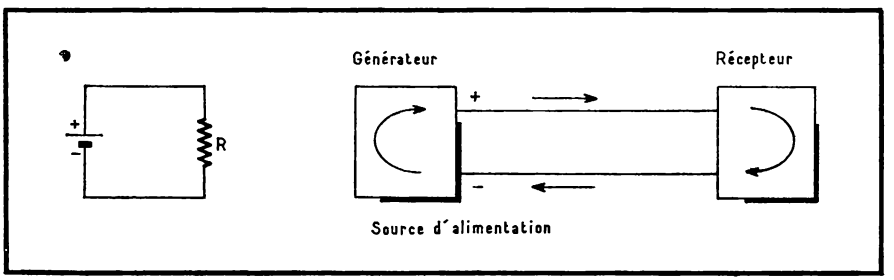


Fig. 8-1. — La pile est le générateur, la résistance R le récepteur.

Lorsqu'il ne débite pas, tout générateur possède une *force électromotrice à vide* U qui peut être *continue ou alternative.* Mais, lorsque le générateur débite sur un récepteur, cette force électromotrice U crée un courant d'intensité I parcourant le circuit électrique, se rendant du pôle + vers le pôle — du générateur, par l'extérieur de la source, en traversant le récepteur qui présente une certaine *résistance* R (ou, plus généralement, une impédance). Par l'intérieur du récepteur, le courant va du pôle « + » au pôle « — » du générateur. Le générateur présente, en lui, une certaine *résistance interne r* (ou, plus généralement, une impédance interne) qui est donc parcourue par le courant dans le circuit, courant dont l'intensité est la même en tous les points de ce circuit (fig. 8-2).

Nous supposerons, ceci uniquement pour simplifier notre raisonnement, que les circuits internes des générateurs et récepteurs sont purement résistifs, non inductifs. Il va sans dire que, dans la pratique, nous ne rencontrerons jamais de circuits idéalement résistifs, mais ce fait ne saurait, en rien, altérer notre raisonnement. Il nous suffira de remplacer résistance par impédance, pour nous placer devant le cas général...

Revenons maintenant à notre montage théorique de la figure 8-2.

La valeur de l'intensité I du courant dans le circuit est donnée par la relation

$$I = \frac{U}{r + R}$$

puisque la source de force électromotrice U débite sur un circuit dont la résistance est $r + R$.

Le courant détermine, dans la résistance interne r du générateur, une chute de tension

$$e = rI = r \frac{U}{r + R}$$

La chute de tension E, dans la résistance R du récepteur, a pour valeur

$$E = RI = R \frac{U}{r + R}$$

En additionnant les valeurs de e et E nous obtenons

$$e + E = U$$

GÉNÉRATEUR EN SORTIE OUVERTE

Lorsque la résistance interne r du générateur est très faible devant la résistance R du récepteur, on dit que la sortie du générateur est *ouverte.*

Il est facile de concevoir que, dans le cas limite où la valeur de la résistance R du récepteur est infiniment grande, l'intensité du courant passant dans le circuit est infiniment petite, négligeable, comme si le générateur ne débitait pas, comme s'il n'était pas chargé, tout comme si le circuit était ouvert, d'où le terme de *fonctionnement en sortie ouverte* (du générateur).

Dans ces conditions de fonctionnement du générateur en sortie ouverte, la chute de tension e déterminée par le passage du courant I (d'intensité très faible) dans la résistance interne r du générateur est insignifiante. De

ce fait, la relation $e + E = U$ nous montre que E est alors égale à U (puisque la valeur de *e* est négligeable). *Il se trouve donc qu'en sortie ouverte, la chute de tension e dans la résistance r du générateur est pratiquement égale à la force électromotrice* U, *à vide, de ce générateur.*

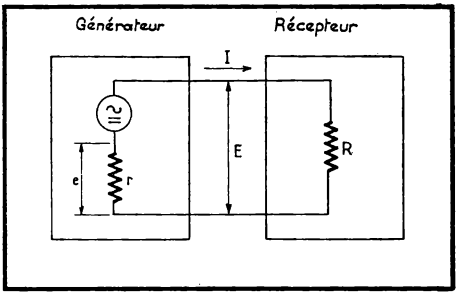


Fig. 8-2. — Sortie du générateur ouverte : R est beaucoup plus importante que r. Sortie du générateur fermée : R est beaucoup plus petite que r.

Dans le cas où le générateur fonctionne en sortie ouverte, nous dirons que nous sommes en présence d'une *commande par tension du récepteur.*

GÉNÉRATEUR EN SORTIE FERMÉE

Voyons maintenant ce qui se passe lorsque la résistance R du récepteur est très faible devant la résistance interne *r* du générateur.

Il est bien évident que, cette fois, l'intensité I du courant, dans le circuit ne sera plus négligeable, au contraire, puisque la valeur de la résistance R est très faible ; dans ce cas, la sortie du générateur est dite *fermée,* le courant dans le circuit est important. A la limite extrême, la valeur de la résistance R étant infiniment petite, négligeable, la sortie du générateur est fermée en *court-circuit.*

Lorsqu'un générateur fonctionne en sortie fermée, la chute de tension *e* dans sa résistance interne *r* n'est plus négligeable, puisque l'intensité I est importante. La formule $e + E = U$ nous montre que, cette fois, E est beaucoup plus faible, puisque *e* n'est plus négligeable.

En sortie fermée, la chute de tension E *dans la résistance* R *du récepteur est inférieure à la force électromotrice* U, *à vide, du générateur.*

Dans le cas où le générateur fonctionne en sortie fermée, nous dirons que nous sommes en présence d'une *commande par courant du récepteur.*

ADAPTATION DES IMPÉDANCES

Toutes nos conclusions précédentes restent valables dans la pratique où les générateurs et les récepteurs présentent des impédances internes au lieu de résistances (pures) internes.

Le générateur est une source d'énergie destinée à alimenter un récepteur consommateur d'énergie. Pour que l'énergie produite par le générateur soit utilisée au mieux par le récepteur, aux moindres pertes, il faut que l'impédance propre du récepteur soit adaptée selon l'impédance du générateur.

La transmission de l'énergie du générateur au récepteur s'effectue dans les meilleures conditions lorsque la valeur de l'impédance (interne) du récepteur est égale à celle de l'impédance (interne) du générateur.

Dans le cas général il faut, disposant d'un générateur d'impédance (interne) donnée, utiliser un récepteur dont l'impédance (interne) ait

la même valeur que celle du générateur : une pile de résistance interne 20 Ω convient parfaitement à l'alimentation d'une lampe d'éclairage portatif dont la résistance du filament, à chaud, offre une résistance de 20 Ω.

Revenons à nos transistors !

Injectons un signal dans l'entrée d'un premier transistor. Ce transistor constitue, devant le second transistor de la chaîne amplificatrice, un générateur ; le second transistor est un récepteur, vis-à-vis du premier. Pour que la liaison soit assurée dans les meilleures conditions de transfert d'énergie du premier vers le second, il serait souhaitable que la résistance d'entrée du second transistor soit égale, en valeur, à la résistance de sortie du premier.

Malheureusement les transistors présentent des résistances d'entrée et des résistances de sortie qui ont des valeurs nettement différentes, il faut donc faire appel à des techniques particulières pour *adapter les impédances* de sortie et d'entrée des transistors montés en série dans les chaînes amplificatrices. Nous allons voir ce qui se pratique habituellement, en matière de liaison entre étages.

Liaison par transformateur

La première solution au problème, qui vient à l'esprit, réside en l'utilisation d'un transformateur de couplage entre deux étages consécutifs (fig. 8-3).

Le transformateur est un adjuvant précieux pour résoudre le problème des adaptations d'impédances.

Constitué par un enroulement primaire qui permet la transmission de l'énergie à un enroulement secondaire, par l'intermédiaire d'un noyau ou circuit magnétique, il offre une solution de choix à notre problème de liaison entre générateur et récepteur.

Si l'impédance du primaire du transformateur est parfaitement adaptée à l'impédance de sortie du générateur (c'est-à-dire si la valeur de l'impédance du primaire du transformateur est égale à la valeur de l'impédance (interne) de sortie du générateur), le transfert de l'énergie du générateur au bobinage primaire du transformateur sera assuré d'une façon idéale, comme nous l'avons montré.

Il ne faut pas perdre de vue que, de l'autre côté, l'impédance du secondaire du transformateur, enroulement auquel est transmise, au rendement près du transformateur (rendement excellent, cela soit dit en passant), l'énergie développée dans le primaire, doit être égale, en valeur, à l'impédance (interne) d'entrée du récepteur suivant.

Les impédances propres du primaire et du secondaire d'un transformateur doivent être réalisées telles que leurs valeurs correspondent respectivement aux impédances de sortie et d'entrée des deux étages à relier ensemble.

Or, les valeurs des impédances du primaire et du secondaire d'un transformateur sont, entre elles, comme la racine carrée du rapport des nombres de spires qui constituent les bobinages du primaire et du secondaire, ce rapport est appelé *rapport de transformation.*

Imaginons un transformateur dont le primaire compte 1000 spires, alors que son secondaire possède 10 spires. Le rapport du nombre de spires est 1000/10 = 100. La racine carrée du rapport du nombre de spires est $\sqrt{100} = 10$; le rapport de transformation est donc de 10, dans cet exemple choisi pour les impédances.

Il nous suffit de connaître le rapport des impédances respectives pour que nous soyons en mesure de calculer un transformateur capable d'assurer,

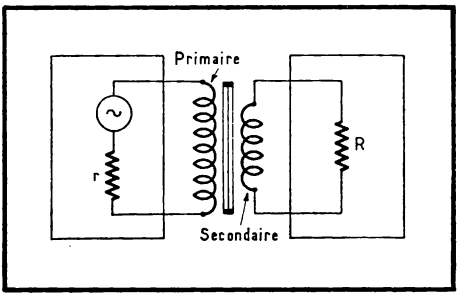


Fig. 8-3. — Le transformateur apporte une solution très efficace au problème de l'adaptation des impédances.

par exemple, la liaison entre un étage générateur dont l'impédance de sortie a une valeur de 500 Ω et l'étage récepteur, en aval, dont l'impédance d'entrée a une valeur de 50 Ω.

Le rapport des impédances étant ici de 500/50 = 10, il faut que le rapport du nombre de spires du primaire au nombre de spires du secondaire soit égal au carré du rapport des impédances, soit 10 × 10 = 100. Le primaire de notre transformateur devra comporter 100 fois plus de spires que le secondaire et inversement.

S'il nous faut, en pareil cas, réaliser un transformateur dont l'enroulement primaire possède 2000 spires, pour que l'impédance de cet enroulement primaire ait une valeur de 500 Ω, égale à l'impédance de sortie de 500 Ω du premier étage (ou transistor), l'enroulement secondaire du transformateur devra compter 100 fois moins de spires que le primaire, c'est-à-dire 2000/100 = 20 spires.

Il faut convenir que le calcul est fort simple à mener dans la détermination aussi bien du rapport des impédances, que dans celle du rapport des nombres de spires des enroulements primaire et secondaire (rapport de transformation).

Les catalogues des fabricants stipulent toujours les valeurs des impédances et du rapport de transformation des transformateurs offerts à la clientèle.

SCHÉMA DE RÉALISATION PRATIQUE DE LIAISON PAR TRANSFORMATEUR

Reportons-nous à la figure 8-4, qui nous montre le schéma de deux étages consécutifs d'une chaîne amplificatrice.

Le collecteur du transistor T1, qui constitue le premier étage, est chargé par l'impédance du primaire du transformateur. Il va sans dire que la valeur de l'impédance du primaire du transformateur doit correspondre au

mieux, suivant les caractéristiques des modèles du catalogue du fabricant, à la résistance de sortie du premier transistor. Le secondaire du transformateur sera adapté (nous en avons vu le procédé) à la résistance d'entrée du second transistor T2.

La base du second transistor est alimentée par un pont diviseur stabilisateur branché entre les bornes + et — du générateur d'alimentation générale du montage. Dans le circuit d'émetteur de ce transistor T2, nous remarquerons la résistance R_e qui sert à la compensation en température du montage.

L'injection du signal, disponible entre les deux extrémités du secondaire du transformateur de liaison, s'effectuant entre la base et l'émetteur (il s'agit ici du montage émetteur-commun), une extrémité du bobinage secondaire du transformateur est directement reliée à la base de T2, l'autre extrémité à l'émetteur du même transistor, mais obligatoirement par

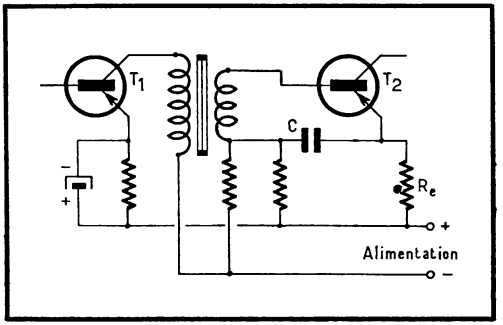


Fig. 8-4. — Le condensateur C bloque la composante continue du signal à transmettre.

l'intermédiaire d'un condensateur de liaison, afin d'éviter le passage de toute composante continue (courant électrique continu) de l'émetteur dans la base : la base serait alors soumise au même potentiel que l'émetteur, ce qui est incompatible, le courant continu passerait alors très facilement par le bobinage secondaire du transformateur de liaison pour rejoindre la base.

Il y a des inconvénients à toute chose :

Malgré les progrès de la miniaturisation, le transformateur de liaison demeure un composant volumineux, son prix est élevé, par rapport aux résistances et condensateurs qui sont des organes si simples et si peu coûteux ! Le transformateur est, en outre, sensible aux parasites.

Si, dans le domaine de la H. F. (haute fréquence), nulle autre liaison ne lui dispute sa place, partout ailleurs on lui préfère, entre étages, la liaison par résistance-capacité.

Liaison par résistance-capacité

Après tout ce que nous avons dit au sujet de l'adaptation des impédances, après avoir vu comment le transformateur se prêtait si bien à résoudre ce délicat problème d'adaptation de l'impédance de sortie et de

l'impédance d'entrée du transistor (ou de l'étage) suivant, nous pouvons d'ores et déjà dire que l'adaptation, dans le cas de la liaison par résistance-capacité, sera moins heureuse que dans le cas de liaison par transformateur.

Il est connu que le gain d'un étage à liaison par résistance-capacité comportant trois transistors en série est à peine supérieur au gain du même montage, avec seulement deux transistors, liés par transformateur.

Voyons comment s'effectue la liaison RC (par résistance-capacité).

Reportons-nous à la figure 8-5, qui nous montre le schéma d'une très classique liaison RC entre deux transistors amplificateurs.

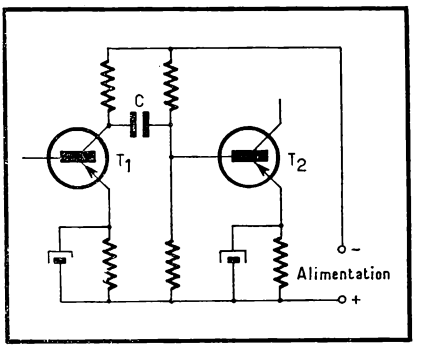


Fig. 8-5. — La liaison R-C est fort simple, mais elle permet une moins bonne adaptation des impédances que la liaison par transformateur.

Le signal sortie du premier transistor T1 est transmis à la base du second transistor T2 par le condensateur C ; seule la composante alternative du courant de collecteur passe à travers le condensateur C qui s'oppose, nous le savons, au passage de toute composante continue.

Le potentiel auquel se trouve soumise la base du transistor T2 est perturbé suivant la loi de variation du signal sortie du transistor T1, le courant de collecteur du transistor T2 varie en fonction de la variation du potentiel de sa base, le signal transmis à T2 se trouve donc amplifié.

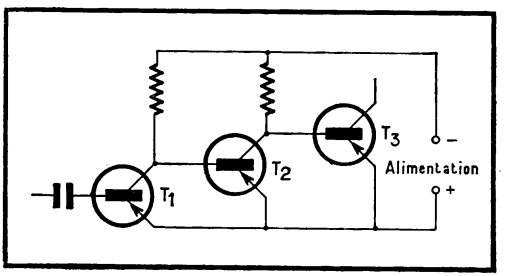


Fig. 8-6. — Plus de condensateur de liaison : nous sommes en présence de la liaison directe.

Liaison directe

Relions directement le collecteur du premier transistor T1 d'une chaine à la base du second transistor T2 (fig. 8-6).

La résistance de charge placée dans le circuit du collecteur du premier transistor assure l'alimentation, bien entendu, du collecteur du premier

transistor, mais laisse passer, vers la base du second, le courant de base de repos.

Les variations du potentiel du collecteur du premier sont directement répercutées sur le potentiel de la base du second transistor, nous concevons le reste quant à l'amplification...

♦

Ainsi, nous aurons vu l'essentiel de ce problème des liaisons entre divers étages transistorisés successifs. Nous nous rappellerons que la liaison par transformateur est tout indiquée chaque fois qu'il est indispensable d'adapter parfaitement l'impédance de sortie d'un étage à l'impédance d'entrée de l'étage suivant. Sinon, nous effectuerons la liaison par résistance-capacité...

CHAPITRE 9

LES CLASSES D'AMPLIFICATION

Jusqu'alors nous avons négligé le rendement de nos montages.

Si nous voulons utiliser au mieux l'énergie électrique que réclame le fonctionnement de nos appareils, si nous voulons ménager la durée de vie des piles qui alimentent généralement nos montages portatifs, nous devrons prendre certaines précautions pour tirer le maximum de puissance des étages transistorisés en consommant le moins possible d'énergie électrique. Nous aurons donc recours à des montages et à des *régimes de fonctionnement* particuliers que nous allons étudier.

Les amplificateurs de puissance

L'électro-acoustique est la technique de la reproduction et de l'amplification de signaux acoustiques (parole, musique ou, plus simplement bruits). Ces signaux sonores sont des signaux de basse fréquence (B. F.) qui sont perceptibles par l'oreille et se transmettent à distance par les couches d'air lorsque celles-ci sont suffisamment mises en vibration. Le *microphone* est l'appareil qui traduit, sous forme de signal électrique, le signal sonore audible. L'enregistrement du signal électrique s'effectue communément, sur des disques ou des bandes magnétiques. Dans le premier cas le signal électrique, réplique électrique du signal sonore, est transformé mécaniquement en « gravure », c'est-à-dire en « rugosité » du sillon d'un disque ; dans le second cas, le signal électrique est transformé, magnétiquement, en plages magnétisées sur la bande des magnétophones. Pour reproduire électriquement le signal enregistré on utilise un *lecteur,* soit une cellule de pick-up, soit une tête de lecture de magnétophone.

Pour la restitution sonore du signal initial il est fait usage de chaînes amplificatrices de puissance, amplificateurs B.F., qui commencent par amplifier convenablement le signal électrique délivré par le microphone ou le lecteur et transforment finalement en signal acoustique le signal électrique amplifié.

Le *haut-parleur* et, à une échelle réduite, l'*écouteur* sont les organes qui transforment acoustiquement le signal électrique. Le haut-parleur est

un puissant écouteur ; il est constitué essentiellement par une membrane solidaire d'une *bobine mobile* (fig. 9 - 1). Cette bobine mobile est un solénoïde, bobinage parcouru par le signal électrique amplifié extrait à la sortie de la chaîne électro-acoustique. Siège d'un champ électromagnétique variant au rythme du signal électrique, mais soumise à l'action du champ magnétique intense d'un aimant permanent, la bobine mobile effectue des déplacements qui sont, bien entendu, la traduction mécanique du signal. Elle impose ses déplacements à la membrane qui, lui étant solidaire, met en branle les couches d'air environnantes : l'énergie mécanique de l'équipage mobile bobine-membrane est transformée en énergie acoustique ; c'est ainsi que s'effectue la reproduction sonore du signal.

Pour une audition confortable, il faut dépenser, dans l'étage final, étage de sortie d'une chaîne électro-acoustique, une puissance considérable qui va de quelques dizaines de milliwatts (prothèse auditive) à quelques dizaines de watts (sonorisation de salles ou d'espaces).

Il va sans dire qu'il y a intérêt à tout mettre en œuvre pour consommer le minimum d'énergie électrique dans de tels amplificateurs, en s'efforçant de tirer le maximum possible de puissance, en d'autres termes chercher à atteindre le rendement le meilleur de la chaîne, ou encore, si vous préférez, économiser au mieux l'énergie électrique.

Nous allons passer maintenant à l'étude des principales classes d'amplification.

Reportons-nous à la figure 9 - 2 qui représente un réseau bien connu de caractéristiques statiques $I_c = f(E_c)$ pour E_b constante, réseau des courbes représentatives des valeurs de l'intensité du courant de collecteur I_c en fonction des valeurs correspondantes de la tension émetteur-collecteur, pour des valeurs constantes, mais différentes, de la tension émetteur-base E_b.

La zone d'utilisation du transistor, en amplificateur, est délimitée par l'hyperbole qui correspond à la puissance maximum admissible au niveau du collecteur. Cette puissance est exprimée, rappelons-le, par le produit de la valeur d'intensité du courant de collecteur par la valeur correspondante de la tension émetteur-collecteur.

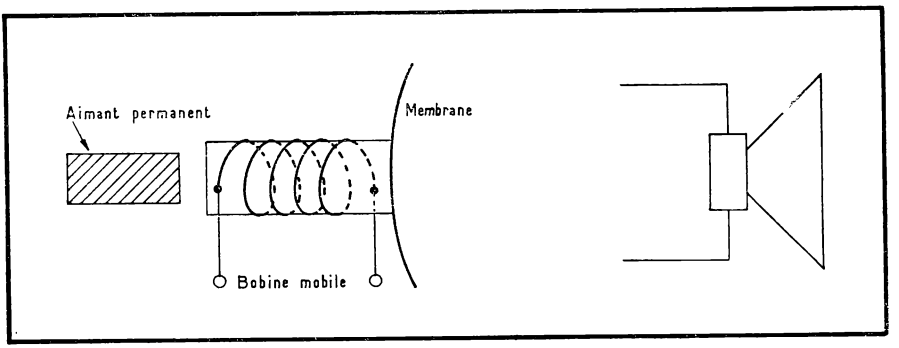


Fig. 9-1. — La bobine est solidaire de la membrane du haut-parleur. A droite, symbole de schématisation du haut-parleur.

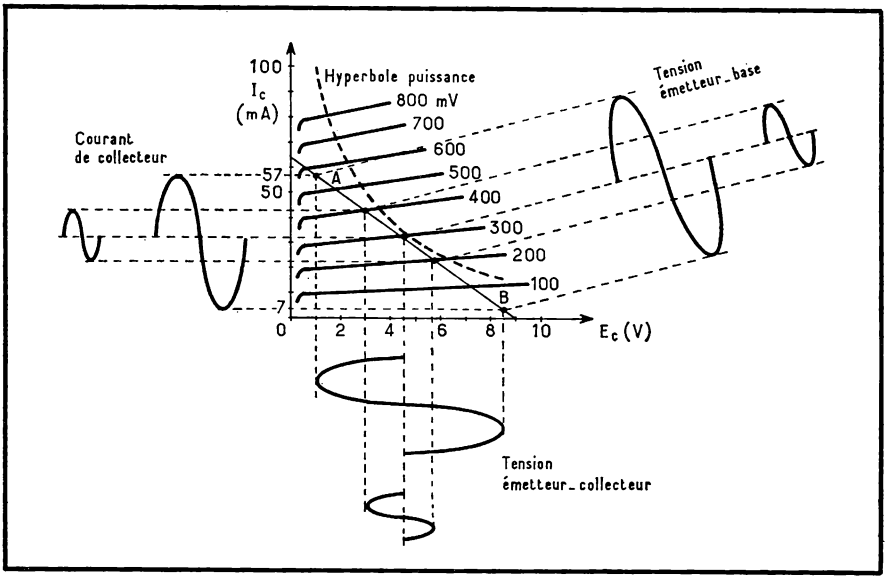


Fig. 9-2. — La classe A n'est pas économique pour l'amplification des signaux faibles. Le point P est situé à mi-distance entre A et B.

La droite de charge, nous le savons, doit être construite en dessous de cette hyperbole, car au delà de l'hyperbole se trouve la zone dangereuse pour le transistor, la puissance dissipée serait trop importante, ce qui entraînerait sa destruction.

Le point figuratif de fonctionnement du transistor se déplace sur la droite de charge. Pour une amplification acceptable il faut limiter son déplacement au segment A B (fig. 9 - 2), car si le point figuratif dépasse les points limites A et B une fâcheuse distorsion apparaîtra dans le signal sortie.

Le point figuratif M, au repos, peut occuper, sur le segment A B, des positions différentes, qui dépendent de la tension émetteur-base E_b au repos, tension qu'on s'impose au préalable, et qui porte le nom de *tension de polarisation.*

Nous savons que le fonctionnement du transistor est différent suivant la position du point figuratif M, au repos ; c'est donc la position du point M qui commande le fonctionnement du transistor, nous pouvons en conséquence déterminer plusieurs régimes de fonctionnement, appelés *classes d'amplification.*

Amplification en classe A

La classe A correspond à la situation du point de repos M au milieu du segment de la droite de charge, M est situé à égale distance entre les points A et B qui marquent les limites de déplacement du point figuratif de fonctionnement.

Dans ces conditions nous pouvons injecter, dans l'entrée du transistor, des signaux dont l'amplitude maximum est P A ou P B, ou plus exactement, la différence entre les valeurs correspondantes de E_b (tension émetteur-base) ou I_b (intensité du courant de base) (fig. 9 - 2). Les signaux entrée, dans cet exemple, font varier l'intensité du courant de collecteur entre 7 et 57 mA, soit de 25 mA de part et d'autre de l'intensité moyenne, intensité au repos, de 32 mA.

Si l'amplitude des signaux injectés dans l'entrée est moindre, provoquant seulement des variations de la tension émetteur-base entre 200 et 400 mV, l'intensité du courant de collecteur, au repos, restera néanmoins la même, sa valeur étant de 32 mA.

On peut se demander s'il n'y a pas intérêt, lorsque l'amplitude des signaux à amplifier est réduite, à choisir pour le point figuratif P, au repos, une autre position, ce qui nous conduit à considérer la classe B.

Amplification en classe B

La classe B correspond à la situation du point de repos M, sur le segment de la droite de charge, plus bas, du côté de l'axe des valeurs de la tension émetteur-collecteur (fig. 9 - 3).

L'amplitude des signaux injectés dans l'entrée, en classe B, est considérable, puisqu'elle peut atteindre P A, ou, plus exactement la différence entre les valeurs correspondantes de E_b (tension émetteur-base) ou I_b (intensité du courant de base).

Malheureusement la distorsion du signal sortie est, elle aussi, considérable. Les alternances du signal injecté qui accroissent positivement la tension émetteur-base produisent une très forte augmentation de l'intensité du courant de collecteur, alors que celles allant dans le sens opposé ne le modifient qu'à peine. Nous voyons par là que la distorsion est, pour le moins, horrible : seules les alternances positives du signal sont amplifiées.

Notons au passage que la droite de charge peut fort bien couper l'hyperbole qui simule la puissance maximum de sortie, autrement dit nous pouvons faire pénétrer, par intermittences, le point figuratif de fonctionnement du transistor à l'intérieur de la zone dangereuse, car son séjour dans cette zone n'est que passager : *la puissance moyenne développée* dans le collecteur du transistor restant inférieure à la *puissance maximale indiquée* par le fabricant des semiconducteurs.

Nous admettrons sans peine que les « pointes » de l'intensité du courant de collecteur sont très élevées, la puissance développée (E_c. I_c) est considérable.

La classe B est la classe de l'amplification de puissance.

Voilà, peut-on dire, l'avantage extraordinaire de la classe B. Malheureusement, la distorsion spectaculaire qui la caractérise est inadmissible, certainement, dans tous les cas de reproduction de signaux sonores, la classe B n'est pas la classe de la haute fidélité !

Nous allons voir qu'il est cependant facile de pallier cet inconvénient, de réduire considérablement la distorsion, en gardant le bénéfice de l'amplification puissante de la classe B.

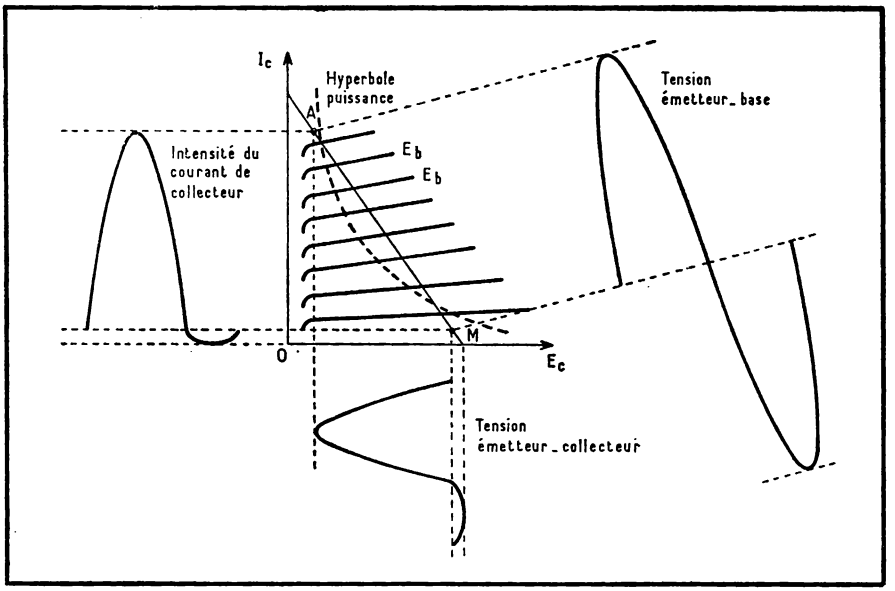


Fig. 9-3. — La puissance développée en classe B est considérable, malheureusement la distorsion est importante.

Le montage push-pull

Nous avons vu (fig. 9 - 3) que seules les alternances qui accroissent la tension émetteur-base produisent une augmentation (énorme) de l'intensité du courant de collecteur, alors que les autres, allant dans le sens opposé, ne le modifient qu'à peine.

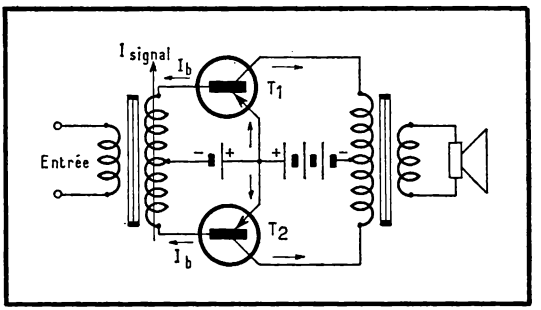


Fig. 9-4. — Le transformateur d'entrée est un transformateur déphaseur, dans le montage symétrique push-pull.

Or il est possible, par un artifice de montage, à l'aide d'un second transistor fonctionnant en classe B, d'amplifier les alternances négatives des signaux qui sont délaissées par le premier transistor, lequel amplifie les alternances positives, c'est le *montage push-pull* qui apporte une très élégante solution au problème.

Reportons-nous au schéma de la figure 9 - 4. Nous trouvons un transformateur de liaison dont l'enroulement primaire chargera l'électrode de

sortie du transistor amont de la chaîne. Le bobinage secondaire du transformateur possède un point milieu qui est relié au pôle — du générateur commun alimentant les diodes émetteur-base des deux transistors associés en push-pull. Les collecteurs des deux transistors sont chargés par l'enroulement primaire du transformateur de sortie, dont le secondaire excite la bobine mobile du haut-parleur. Le primaire du transformateur de sortie possède un point milieu qui est connecté au pôle — du générateur alimentant les diodes collecteur-base des transistors associés.

Les signaux à transmettre sont du type alternatif, ce qui fait que le courant passe alternativement dans un sens puis dans l'autre dans le bobinage du secondaire du transformateur de liaison (à l'entrée du push-pull).

Imaginons que le courant, dans le secondaire, à l'instant considéré, passe dans le sens qu'indique la flèche (fig. 9 - 4). Le courant s'oppose au courant de base du transistor T 1, mais renforce le courant de base du transistor T 2 (se rappeler que le courant sort par la base et par le collecteur, mais entre par l'émetteur des transistors *p-n-p*).

Dans ces conditions le transistor T 1, est bloqué alors que le transistor T 2 amplifie, le phénomène s'inverse lorsque le signal change de sens de passage dans le bobinage secondaire du transformateur de liaison, à l'entrée du montage. Ce transformateur porte le nom de transformateur déphaseur (les signaux élémentaires qui apparaissent aux bornes du bobinage secondaire sont en opposition de phase).

Dans un tel montage il apparaît que, lorsqu'un transistor accepte (pull) l'amplification des alternances qui l'intéressent, l'autre transistor les refuse (push), (push-pull signifie « pousse-tire », en anglais).

Le transformateur de sortie du montage push-pull possède, lui aussi, un bobinage primaire symétrique, à point milieu. Chaque moitié du bobinage charge alternativement les électrodes de sortie des transistors lorsque ceux-ci amplifient, à leur tour. La somme des alternances amplifiées est donc recueillie dans le primaire du transformateur de sortie symétrique, lequel transformateur permet, grâce à l'adaptation des impédances qu'il assure fort bien, comme nous l'avons vu au cours du chapitre 8, l'excitation convenable de la bobine du haut-parleur, reproducteur sonore des signaux.

RÉDUCTION DE LA DISTORSION

La symétrie du montage push-pull contribue très efficacement à la réduction voire la disparition de toute distorsion entachant les signaux de sortie des montages fonctionnant en classe B.

Chacun des transistors, nous venons de le voir, a pour tâche d'amplifier seulement une partie des alternances des signaux. La symétrie du montage fait que les déformations introduites par l'un des transistors sont neutralisées par celles de l'autre. Si nous faisons fonctionner les transistors du push-pull en classe B, nous recueillerons, avec nos montages, des signaux très corrects eu égard à la fidélité, en bénéficiant des avantages considérables que nous offre la classe B, pour ce qui est de l'amplification de puissance.

Tous les appareils de conception soignée sont le plus souvent équipés de montages push-pull...

CHAPITRE 10

OSCILLATEURS A TRANSISTORS

La fonction amplificatrice est assurément l'une des plus importantes que l'on fasse remplir aux transistors. Mais la fonction oscillatrice ne l'est pas moins. Nous allons donc l'étudier.

Oscillations amorties et oscillations entretenues

Connectons un condensateur aux bornes d'un générateur de courant continu. Constitué par deux armatures métalliques, conductrices de l'électricité, séparées par une lame de matière isolante, non conductrice, le condensateur emmagasine une certaine quantité d'électricité qu'il est facile de lui faire restituer, si nous relions ensuite ses armatures aux bornes d'un circuit de charge (fig. 10-1).

Au cours de la première phase de l'opération, des quantités élémentaires d'électricité positive (lacunes) se sont fixées dans l'armature qui était reliée à la borne + du générateur de courant continu, alors que

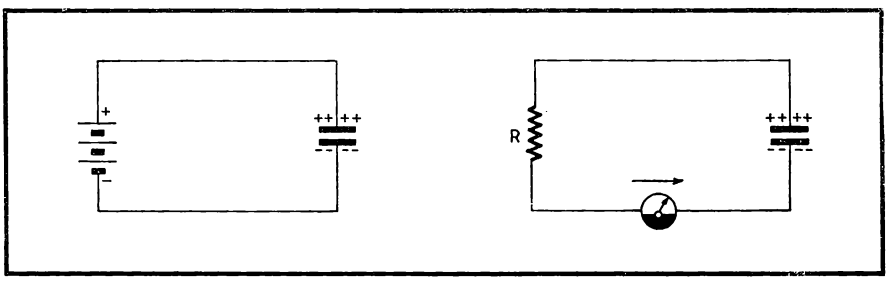


Fig. 10-1. — Le condensateur emmagasine des charges d'électricité pour les restituer ensuite.

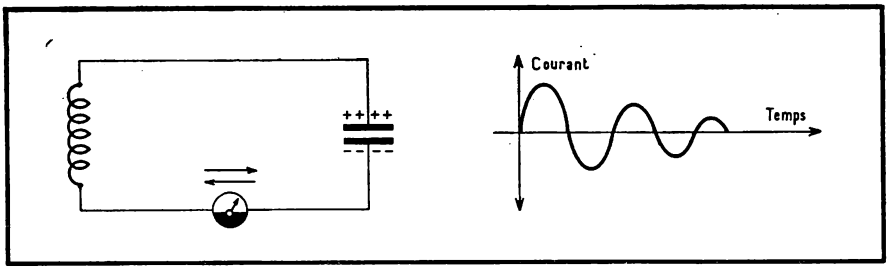


Fig. 10-2. — Lorsque le condensateur chargé est connecté aux bornes d'une inductance, il apparaît, dans le système, des oscillations électriques qui s'amortissent vite.

l'autre armature, branchée au pôle —, s'est enrichie en électrons (charges élémentaires d'électricité négative).

Relions maintenant les armatures du condensateur chargé, par l'intermédiaire d'une résistance, en série avec un ampèremètre (fig. 10-1). Nous observons une déviation de l'aiguille de l'appareil de mesure, ce qui nous indique le passage d'un courant électrique se rendant de l'armature chargée positivement vers l'autre armature (négativement chargée) à travers la résistance et l'ampèremètre, c'est la décharge du condensateur.

Chargeons à nouveau notre condensateur, mais branchons-le ensuite, cette fois, aux bornes d'une inductance, en intercalant dans le circuit un ampèremètre à zéro central (fig. 10-2). Nous observons un *phénomène d'oscillation,* en ce sens que l'appareil de mesure nous indique le passage du courant dans un sens, puis dans l'autre, un certain nombre de fois. Il faut remarquer, c'est très important, que l'amplitude des impulsions décroît très vite, il s'agit *d'oscillations amorties.*

Lorsque le condensateur se vide, c'est-à-dire lorsque les charges d'électricité positive, lacunes, massées dans l'armature qui était précédemment reliée au pôle + du générateur de courant continu, se rendent vers l'autre armature, laquelle s'est enrichie en électrons (de signe —) fournis par le pôle — du générateur, le courant électrique continu naissant dans l'inductance provoque, dans cette inductance, une sorte de réaction : la bobine semble s'opposer au passage du courant initial. Il apparaît, en elle, un courant dit de *self-induction,* circulant en sens inverse du courant de décharge initial. On observe alors un renversement du courant initial, rapidement suivi par un second renversement et ainsi de suite, jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de charges élémentaires d'électricité (lacunes et électrons) à échanger entre les armatures du condensateur.

Le système condensateur-inductance est donc le siège d'un train d'oscillations électriques amorties.

Il est aisé de concevoir que, si nous avons la possibilité de recharger convenablement le condensateur, au cours de l'amortissement, en lui apportant les quantités voulues de charges élémentaires d'électricité (lacunes et électrons) pour compenser l'amortissement, nous entretiendrons, dans le circuit condensateur-inductance, les oscillations qui y avaient pris naissance. Si nous y parvenons, nous disposerons d'un ensemble producteur d'*oscillations entretenues.*

Ces conditions remplies, le système inductance-condensateur, appelé communément circuit L-C (L = inductance, C = condensateur), est parcouru par un courant alternatif dont la fréquence, qui est celle d'accord, ou de résonance du circuit L-C, est donnée par la formule de Thomson :

$$f = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{LC}}$$

f = fréquence de résonance, exprimée en hertz
L = coefficient de self-induction de la bobine, en henrys
C = capacité du condensateur, en farads.

Oscillateurs L-C à transistors

Montons un transistor en amplificateur, montage émetteur commun, en chargeant son collecteur par un circuit L-C (fig. 10-3).

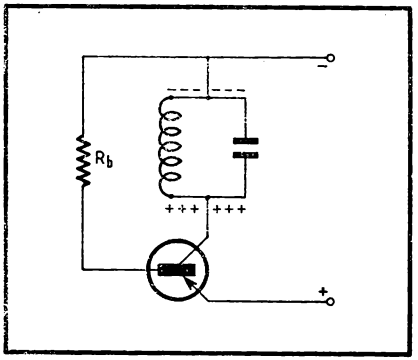


Fig. 10-3. — Le problème est d'entretenir les oscillations qui apparaissent dans le circuit L-C qui charge le collecteur.

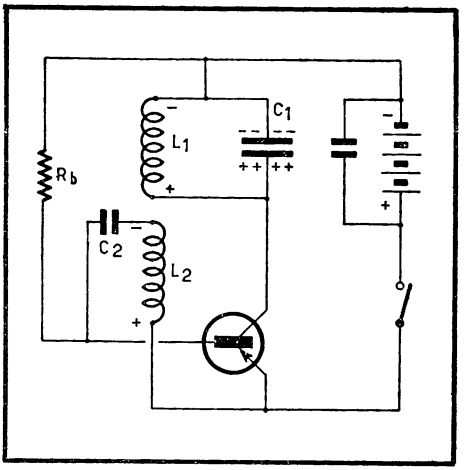


Fig. 10-4. — Le transistor a pour tâche d'amplifier le signal auxiliaire de réaction, les oscillations électriques sont alors entretenues.

Supposons que le condensateur C soit déjà chargé au moment où nous faisons la mise sous tension : il apparaît, dans le circuit L-C de charge du collecteur, des oscillations qui ne tardent pas à s'amortir.

Mais nous allons voir qu'il est très facile d'imposer au transistor la tâche d'entretenir les oscillations, sans charger préalablement le condensateur.

Reportons-nous au schéma de la figure 10-4.

Nous n'avons aucune peine à y reconnaître un transistor *p-n-p* monté en amplificateur, montage émetteur-commun, dont la base est alimentée,

à partir du pôle — de la source d'alimentation, à travers une résistance de polarisation R_b. Le circuit L_1 C_1, placé en série dans le circuit du collecteur, assure la charge de cette électrode. L'inductance L_1 est couplée avec une autre inductance L_2, ce qui fait que dans cette inductance L_2 apparaît un signal oscillant auxiliaire, proportionnel au signal oscillant qui prend naissance dans le circuit L_1 C_1, lequel charge le collecteur.

Remarquons que l'inductance L_2 permet l'injection, dans la base du transistor, du signal oscillant auxiliaire. Un condensateur C_2, disposé en série avec l'inductance L_2, assure le transfert, vers la base, de ce signal oscillant (alternatif) auxiliaire, en s'opposant au passage, vers la base, de toute composante continue venant du pôle + de la source d'alimentation.

Si le montage ne comportait pas ce condensateur C_2, il est bien évident que la base serait alors soumise, par l'intermédiaire de l'inductance L_2, au même potentiel que l'émetteur, lequel est directement relié au pôle + de la source d'alimentation. En de telles conditions le transistor, bien entendu, ne fonctionnerait pas : la base ne doit-elle pas être polarisée négativement par rapport à l'émetteur, en l'étant moins toutefois que le collecteur ?

Mettons sous tension le montage, en fermant l'interrupteur de commande. Le courant de collecteur I_c (nul avant la mise sous tension) prend naissance et voit donc son intensité croître. Il en résulte l'apparition, entre les bornes de l'inductance L_1, d'une certaine tension dont les polarités sont indiquées sur la figure 10-4, le potentiel du collecteur devient moins négatif qu'il l'était.

Est-il besoin d'expliciter en disant que le passage du courant de collecteur dans l'inductance L_1 engendre, dans cette inductance, une chute de tension dont la valeur est exprimée par le produit $I_c \times Z$, Z étant la valeur de l'impédance de la bobine L_1 ? Du fait de l'apparition de cette chute de tension dans l'inductance, le potentiel du collecteur se trouve donc situé entre le potentiel du pôle + et le potentiel du pôle — de la source d'alimentation. Plus l'intensité du courant de collecteur I_c augmente, plus la chute de tension dans l'inductance augmente et plus le potentiel du collecteur s'éloigne du potentiel du pôle —, pour se rapprocher du potentiel du pôle + de la source d'alimentation.

En termes simples, nous dirons que l'accroissement de l'intensité du courant de collecteur rend plus « positif » le potentiel du collecteur.

Le couplage entre les inductances L_1 et L_2 est réalisé de telle sorte que ce phénomène d'accroissement positif du potentiel du collecteur provoque l'apparition, entre les bornes de l'inductance L_2, d'une certaine chute de tension qui vient augmenter la polarisation de la base, autrement dit qui porte la base à un potentiel encore plus négatif (par rapport au potentiel de l'émetteur) que son potentiel initial. Par conséquent, la base devenant plus négative, l'intensité du courant de base I_b augmente, ce qui provoque, nous l'avons dit à maintes reprises, un accroissement correspondant de l'intensité du courant de collecteur. L'intensité du courant de base ne gouverne-t-elle pas l'intensité du courant de collecteur ?

Il se trouve donc que la mise sous tension du montage a provoqué l'apparition du courant de collecteur (nul avant la mise sous tension), mais ce courant de collecteur se fait amplifier lui-même, par lui-même, grâce au système des inductances couplées L_1 et L_2.

Cette amplification, naturellement, ne sera pas infinie : elle va s'arrêter dès l'instant où le potentiel du collecteur, qui devient de plus en plus positif, atteindra le potentiel de la base. La base ne doit-elle pas être soumise à un potentiel moins négatif (ou plus positif) que celui du collecteur, pour que l'effet transistor se manifeste ? A ce moment-là, donc, plus d'amplification, l'intensité du courant de collecteur n'augmente plus.

Mais le condensateur C_1, associé à la bobine L_2 du circuit oscillant, s'est, entre temps, chargé d'électricité. Il va maintenant se décharger dans l'inductance L_1, ce qui engendre, dans l'inductance, un courant passant dans le même sens que précédemment, mais, cette fois, l'intensité du courant de collecteur décroît...

Pareil phénomène, toujours par le jeu du couplage des inductances L_1 et L_2, provoque maintenant une « remontée » du potentiel de la base, laquelle devient de plus en plus « positive » par rapport à l'émetteur, ce qui entraîne, nous le savons, une réduction de l'intensité du courant de collecteur.

Après le renversement de la polarisation de la base, nous observons alors une diminution de l'intensité du courant de collecteur, qui s'accélère elle-même, par elle-même, grâce au système des inductances couplées L_1 et L_2.

Il est bien évident que le phénomène cessera lorsque le potentiel de la base, qui devient de plus en plus positif, atteindra le potentiel de l'émetteur, ce qui entraînera la disparition de l'effet transistor !

Simultanément donc, la réduction correspondante de l'intensité du courant de collecteur a pour conséquence de rendre plus négatif le collecteur, de ramener le potentiel du collecteur à la valeur du potentiel du pôle — de la source d'alimentation, nous observerons à nouveau le renversement du phénomène oscillatoire et nous nous retrouvons dans les conditions initiales, tout recommence...

De ce que nous venons de constater, il nous apparaît que le transistor se prête volontiers à l'entretien d'oscillations dans le circuit oscillant qui charge son collecteur, à la condition que le signal auxiliaire de réaction, ramené dans la base, provoque l'accroissement du courant de collecteur quand celui-ci augmente, et le fasse décroître quand son intensité diminue, c'est ce qu'on appelle la *condition d'entretien des oscillations :*

Pour faire osciller un étage amplificateur il suffit de ramener, à l'entrée de cet étage, une certaine fraction du signal sortie convenablement mise en phase, pour que toute variation du signal sortie soit accentuée dans le sens de cette variation.

CONDENSATEUR DE DÉRIVATION

Nous nous devons d'ajouter une précision au sujet du condensateur connecté aux bornes de la source d'alimentation. Ce condensateur, appelé *condensateur de dérivation,* a pour rôle d'éviter de soumettre le générateur d'alimentation à l'influence du courant alternatif qui est engendré dans l'oscillateur. Le « bouclage en alternatif » s'effectue donc à l'extérieur de la source d'alimentation, laquelle n'a pour fonction, comme son nom l'indique, que de fournir l'énergie électrique (courant continu) requise pour le fonctionnement du montage (fig. 10-4).

Il nous faut dire qu'en H. F. et T. H. F. (haute fréquence et très haute fréquence), les générateurs d'alimentation seraient difficilement traversés par les courants alternatifs produits. Le condensateur de dérivation, perméable aux courants alternatifs, shunte la source d'alimentation du point de vue « alternatif ».

Aussi mettrons-nous toujours des condensateurs de dérivation dans les montages oscillateurs H. F...

Types d'oscillateurs L-C à transistors

Nous savons maintenant qu'un oscillateur L-C à transistor est essentiellement constitué par un transistor amplificateur chargé d'amplifier une fraction du signal développé dans le circuit oscillant qui lui est associé.

Nous avons appris (chapitre VI) qu'il existe trois montages fondamentaux possibles du transistor en amplificateur : montage émetteur commun, montage base commune et montage collecteur commun.

Il est donc facile d'imaginer de très nombreux schémas et réalisations d'oscillateurs L-C à transistors, qui seront tous construits à partir de

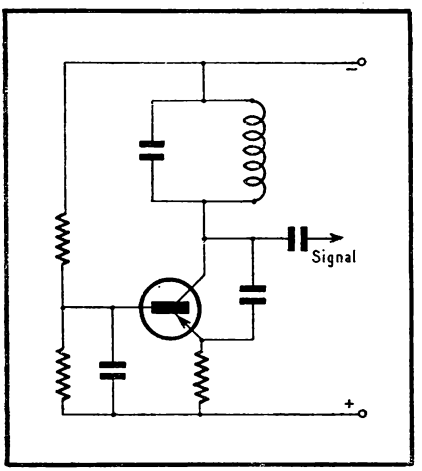


Fig. 10-5. — L'oscillateur Hartley comporte un transistor monté en amplificateur « base commune ».

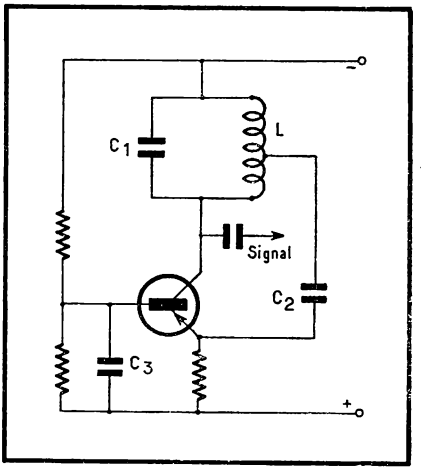


Fig. 10-6. — Le condensateur C_1 assure le transfert, vers l'émetteur, du signal auxiliaire de réaction.

l'un ou l'autre des montages fondamentaux d'amplificateurs ; seule différera la façon dont sera prélevé et réinjecté le signal auxiliaire de réaction nécessaire pour l'entretien des oscillations.

C'est ainsi que l'oscillateur *Hartley* est constitué par un transistor amplificateur en montage base commune (fig. 10-5). Le signal auxiliaire est prélevé à partir d'une prise intermédiaire du bobinage L du circuit résonnant L-C qui charge le collecteur. L'injection du signal auxiliaire

s'effectue dans l'émetteur du transistor par le condensateur C_2. Nous sommes ici en présence d'un *couplage inductif* (prise sur l'inductance).

Lorsque le couplage s'effectue directement du collecteur à l'émetteur par un condensateur (fig. 10-6), il s'agit cette fois d'un *couplage capacitif.*

Nous ajouterons que le montage en base commune autorise le fonctionnement en oscillateur du transistor à des fréquences très supérieures à sa *fréquence de coupure,* fréquence à laquelle le gain en courant du transistor, qui décroît avec l'élévation de la fréquence, devient égal à l'unité. A la fréquence de coupure, le gain étant de 1, il n'y a plus d'am-

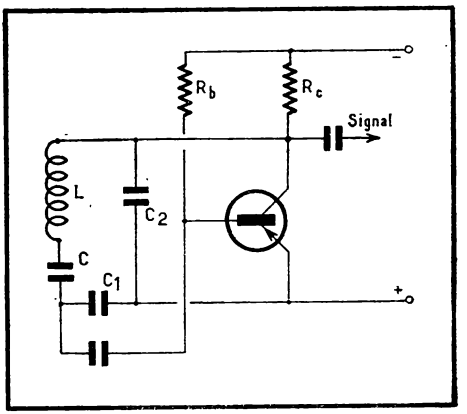


Fig. 10-7. — Dans l'oscillateur Clapp le couplage est capacitif.

plification : le gain étant exprimé par le rapport de la variation du courant de collecteur à la variation correspondante du courant de base qui l'engendre, lesquelles sont égales, le gain devient alors égal à 1, on dit qu'il est nul !

Par contre, dans l'oscillateur *Clapp,* réputé pour sa stabilité en fréquence, fréquence qui dépend principalement de l'association de l'inductance L en série avec le condensateur C (résonance série), le signal est prélevé (fig. 10-7) au point intermédiaire du diviseur capacitif constitué par l'assemblage des condensateurs C_1 et C_2 en série, il s'agit ici d'un *couplage capacitif.*

Oscillateurs R-C

Pour des fréquences relativement basses, précisons : inférieures à quelques dizaines de kilohertz, il est avantageux de réaliser des oscillateurs à résistances-condensateurs (oscillateurs R-C), ne comportant pas d'inductance.

Reportons-nous au schéma représenté à la figure 10-8.

Nous y trouvons un transistor amplificateur monté en émetteur commun.

Nous avons vu, au cours du chapitre VI, que dans un tel amplificateur en émetteur commun, le signal entrée est en opposition de phase avec le signal sortie. Pour qu'il y ait entretien d'oscillations, il suffit de ramener,

à l'entrée, c'est-à-dire sur la base, une fraction du signal sortie qui soit en phase avec le signal à l'entrée, afin de provoquer l'accroissement du courant de collecteur, par l'intermédiaire du courant de base : un accroissement du courant de collecteur doit faire croître le courant de base, lequel fait augmenter le courant de collecteur.

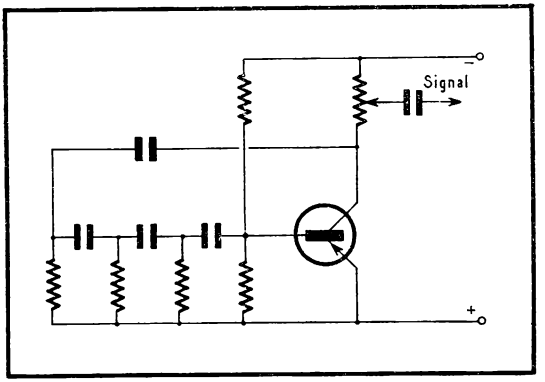


Fig. 10-8. — La mise en phase du signal auxiliaire est assurée par des cellules R-C.

A cet effet nous utiliserons un assemblage de cellules constituées par des résistances et des condensateurs, cellules qui conditionnent la fréquence d'oscillation du système en assurant le déphasage nécessaire du signal auxiliaire d'entretien des oscillations.

Oscillateurs pilotés par quartz

Le quartz possède des propriétés piézo-électriques qui sont admirablement bien utilisées dans les oscillateurs pilotés par quartz.

Une lamelle de quartz, convenablement taillée, résonne électriquement sur une fréquence remarquablement stable, fréquence étalon. Cette lamelle de quartz se comporte comme un circuit série L-C (inductance et condensateur en série).

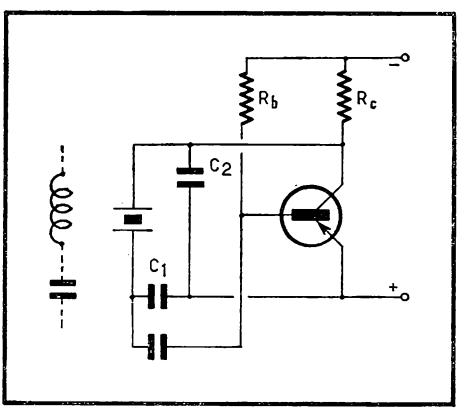


Fig. 10-9. — Le cristal de quartz se comporte comme un circuit résonnant série L-C.

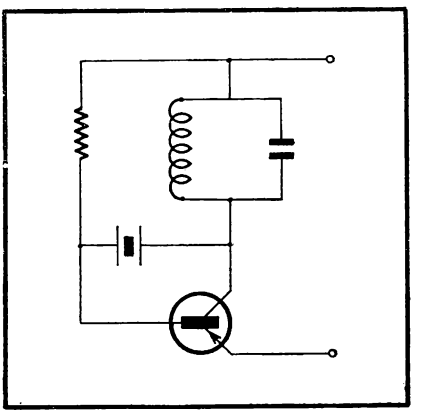


Fig. 10-10. — Le circuit L-C qui charge le collecteur est généralement accordé sur la fréquence moitié de celle de résonance du cristal de quartz.

De ce fait il est facile de remplacer, dans un oscillateur Clapp, le circuit oscillant série L-C par un cristal de quartz pour obtenir un oscillateur de stabilité « quartz » (fig. 10-9).

Si l'on dispose un quartz entre collecteur et base d'un transistor, dont le collecteur est chargé par un circuit L-C accordé sur la fréquence du cristal de quartz, on obtient un oscillateur de bonne qualité. Dans un tel montage, c'est évidemment le cristal qui assure le transfert du signal auxiliaire du collecteur vers la base (fig. 10-10).

Lorsque le circuit L-C qui charge le collecteur est accordé pour résonner sur une fréquence inférieure à celle du cristal de quartz (en pratique fréquence moitié de celle de résonance du cristal), on obtient une production énorme d'harmoniques de la fréquence nominale du quartz. Cette particularité est avantageusement utilisée dans les *standards de fréquence*, appareils de laboratoire destinés à produire un signal sur la fréquence nominale, fréquence étalon du quartz, mais aussi une très grande quantité de signaux sur des fréquences multiples (harmoniques) de la fréquence de base.

Nous aurons ainsi fait un tour d'horizon, rapide il est vrai, de cette très importante fonction oscillatrice du transistor...

Qu'il s'agisse de l'étage changeur de fréquence d'un récepteur radio, du pilotage d'un émetteur, d'un détecteur de métaux, d'un générateur de Basse Fréquence ou d'un générateur Haute Fréquence, d'un instrument de musique électronique, d'un avertisseur d'approche, tout comme une quantité invraisemblable d'appareils divers que chaque jour le technicien utilise, tous comportent des oscillateurs des types que nous avons vus.

CHAPITRE 11

GENERATEURS DE SIGNAUX A TRANSISTORS

Jusqu'à présent, au cours de l'étude des montages transistorisés que nous avons vus, il n'a été question que de signaux alternatifs ordinaires... Pourtant d'autres signaux sont utilisés en électronique : parmi eux, il nous faut citer les signaux rectangulaires, assurément les plus répandus, qui sont, en particulier, à la base du fonctionnement des circuits logiques et des calculateurs numériques des machines à calculer d'aujourd'hui.

Après avoir jeté un coup d'œil sur les signaux non sinusoïdaux, nous verrons comment produire ces signaux à l'aide de montages transistorisés.

Signaux rectangulaires

Ces signaux peuvent être *symétriques* ou *dissymétriques.*

Un signal rectangulaire est un signal dont la tension varie, dans le temps, comme indiqué à la figure 11-1. La tension du signal occupe deux valeurs limites *a* et *b,* en restant constante, sur la valeur *a* ou la valeur *b,* pendant certains intervalles de temps, mais elle passe brutalement, pratiquement sans transition, de la valeur *a* à la valeur *b* et inversement, au *basculement.*

SIGNAL RECTANGULAIRE SYMÉTRIQUE.

Ce qui caractérise un signal rectangulaire symétrique, c'est l'égalité des temps pendant lesquels la tension du signal se maintient constante, sur la valeur *a* comme sur la valeur *b.*

Dans l'exemple schématisé à la figure 11-1, la tension du signal bascule, toutes les deux secondes, en restant constante sur les deux valeurs *a* (2 V) et *b* (3 V) pendant des temps de 2 secondes. Nous sommes donc ici en présence d'un signal rectangulaire symétrique. Le phénomène est évidemment cyclique : sa période est ici de 4 secondes, puisque toutes les 4 secondes la tension reprend la même valeur.

SIGNAL RECTANGULAIRE DISSYMÉTRIQUE

Par opposition au signal rectangulaire symétrique, le signal rectangulaire dissymétrique est un signal (rectangulaire) dont la tension, variant également entre deux valeurs limites *a* et *b*, reste toujours constante sur la valeur *a* ou sur la valeur *b*, pendant des temps réguliers mais cette fois différents, inégaux (fig. 11-2). C'est donc l'inégalité de ces intervalles de temps, pendant lesquels la tension se maintient constante sur l'une de ses deux valeurs *a* et *b*, qui caractérise les signaux rectangulaires dissymétriques.

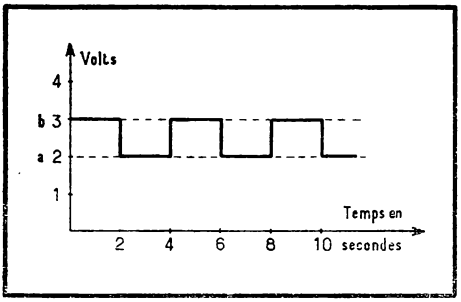


Fig. 11-1. — La tension d'un signal rectangulaire symétrique se maintient constante sur les valeurs a et b pendant des temps égaux.

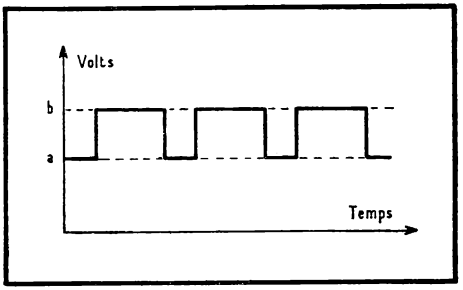


Fig. 11-2. — Un signal rectangulaire dissymétrique est caractérisé par des durées différentes, mais constantes, du maintien de sa tension sur les valeurs limites a et b.

Dans l'exemple schématisé à la figure 11-2, la tension du signal bascule périodiquement, passant de la valeur *a* (2 V) à la valeur *b* (3 V) et inversement, mais elle se maintient constante sur la valeur *a*, à chaque cycle, beaucoup moins longtemps que sur la valeur *b*.

Il s'agit ici d'un signal rectangulaire dissymétrique. Le phénomène est, bien entendu, périodique.

RAPPORT CYCLIQUE

Comme il s'agit, dans les deux cas, d'une succession cyclique de changements d'état entre les deux valeurs *a* et *b* de la tension des signaux, on définit le rapport cyclique comme étant le rapport de la durée de maintien de la tension du signal sur la valeur *a*, à la durée de maintien de la tension sur la valeur *b*, pendant un cycle complet.

Dans le cas d'un signal rectangulaire symétrique, le rapport cyclique est forcément égal à l'unité, puisque les durées de maintien de la tension du signal sur les valeurs *a* et *b* sont égales. Par contre, dans le cas d'un signal rectangulaire dissymétrique, le rapport cyclique est, de par la définition même de dissymétrique, obligatoirement différent

de l'unité (maintien de la tension du signal sur les valeurs *a* et *b* pendant des temps réguliers mais inégaux entre eux).

Autres signaux

Après les signaux rectangulaires, ce sont les *tops brefs* qui sont le plus employés en électronique. Le top bref idéal est, en vérité, un signal rectangulaire dissymétrique dont les *flancs* sont suffisamment rapprochés pour être confondus (fig. 11-3). Les accroissements soudains de la tension, presque aussitôt suivis de chutes brutales, font du signal une série d'impulsions très brèves (tops).

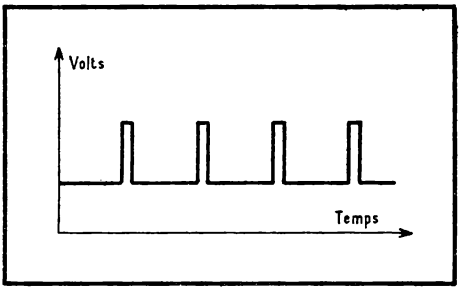


Fig. 11-3. — Une série de tops constitue un signal rectangulaire dissymétrique.

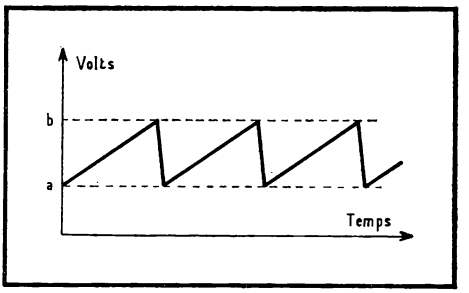


Fig. 11-4. — La tension du signal varie linéairement de a à b, pour revenir brutalement de b à a : il s'agit d'un signal en dents de scie.

Les tops sont utilisés, par exemple, en télévision, pour la synchronisation des récepteurs à partir de l'émetteur. L'émetteur fournit, avec chaque image qu'il envoie par la voie des ondes, un top qui est « extrait » par le récepteur, pour provoquer volontairement le déclenchement synchronisé du système de reproduction de l'image. L'émetteur commande, en quelque sorte, tous les récepteurs en fonctionnement, leur imposant de reproduire les images en synchronisation avec lui, grâce aux tops.

Nous mentionnerons encore les *signaux en dents de scie* (fig. 11-4) qui sont caractérisés par une variation progressive et linéaire de leur tension entre les deux valeurs limites *a* et *b*, mais par un retour brusque, instantané, de la valeur *b* à la valeur *a*. Nous verrons comment produire de tels signaux à l'aide des tubes électroniques thyratrons, au cours du chapitre 20.

De tels signaux sont également fort employés en télévision, radar, dans les appareils de mesure équipés de tubes cathodiques (oscilloscopes) pour le balayage de l'écran (lignes).

Avant d'aborder l'étude des systèmes producteurs de signaux rectangulaires, nous allons voir ce qu'on entend par le fonctionnement en tout ou rien.

Fonctionnement du transistor en tout ou rien

A cet effet, prenons un transistor *p-n-p*, monté en émetteur commun, dont le collecteur est chargé par une résistance de 1000 Ω (fig. 11-5). Possédant le réseau de caractéristiques statiques $I_c = f(E_c)$ pour différentes valeurs de I_b, c'est-à-dire réseau des courbes représentatives des variations de l'intensité I_c du courant de collecteur, en fonction de la tension E_c d'alimentation du collecteur, pour des valeurs différentes mais constantes de l'intensité I_b du courant de base, il nous est facile de tracer la *droite de charge* correspondant à l'insertion, dans le circuit de

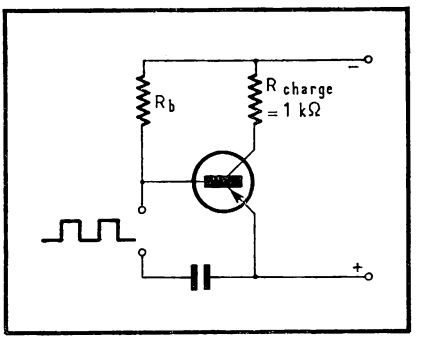


Fig. 11-5. — Il est permis de faire fonctionner un transistor, en tout ou rien, très au-delà de sa puissance nominale.

collecteur, de la résistance de charge de 1 000 Ω (fig.11-5 bis), ainsi que nous l'avons appris au cours du chapitre V.

La tension aux bornes de la source d'alimentation étant, par exemple, de 10 V, notre droite de charge passe alors par le point A, sur l'axe E_c, à la valeur A = 10 V et par le point B, sur l'axe I_c, à la valeur B = 10 V/1 000 Ω = 0,01 A, soit 10 mA.

Injectons maintenant, entre la base et l'émetteur de notre transistor, un signal rectangulaire qui vienne *moduler* son courant de base, lui imposant sa loi de variation.

Le signal rectangulaire de modulation réduit et augmente cycliquement le courant de base, à la cadence des basculements qui le caractérisent. Lorsque le courant perturbateur, apporté par la modulation, passe dans le même sens que le courant de base, c'est-à-dire sort du transistor par la base (puisqu'il s'agit ici d'un transistor *p-n-p*), le courant de base est renforcé. Par contre, lorsque le courant modulant passe dans le sens inverse du courant de base, le courant de base est alors réduit d'autant.

L'intensité du courant de base résultant présente donc une forme rectangulaire, puisqu'elle occupe, cycliquement, deux valeurs qui découlent de la forme rectangulaire du signal modulant injecté, à l'exclusion de toute autre valeur.

Supposons que l'amplitude du signal rectangulaire modulant soit importante, telle que l'intensité du courant de base résultant n'occupe que deux valeurs extrêmes, par exemple 10 μA et 250 μA. Nous pouvons facilement marquer les points figuratifs de fonctionnement du transistor,

sur la droite de charge, correspondant aux intensités de courant de base de 10 et 250 μ A. Ces points figuratifs M et N sont d'ailleurs situés à l'intersection de la droite de charge, que nous avons tracée tout à l'heure, avec les courbes I_b (intensité du courant de base) du réseau de caractéristiques, correspondant aux intensités de 10 et 250 μ A (fig. 11-5 bis).

Ainsi les points M et N figurent les deux états de fonctionnement possible de notre transistor soumis au signal rectangulaire modulant.

Pour ce qui est du point N, nous voyons, sur le graphique, qu'il traduit, pour sa zone, l'existence d'un courant de base maximum, lequel engendre un courant de collecteur naturellement maximum, ce qui correspond à l'*état saturé du transistor*. Nous dirons de ce dernier qu'il « *fonctionne en tout* », ou encore qu'il est simplement *conducteur*.

Remarquons que, dans ces conditions, *la base du transistor est soumise à un potentiel nettement plus négatif que l'émetteur ;* c'est au cours du chapitre III, en étudiant l'effet transistor, que nous avons expliqué le phénomène. Nous avons appris que le courant de base, lorsqu'il gouverne un important courant de collecteur, est également important. Or, l'intensité du courant de base est d'autant plus grande que le potentiel de la base est plus négatif que celui de l'émetteur.

Mais pour ce qui est du point M, il traduit, pour sa zone, l'existence d'un très faible courant de base et par conséquent d'un très faible courant de collecteur, autant dire nul (un milliampère), ce qui correspond à l'*état bloqué* du transistor. Nous dirons de ce dernier qu'il « *fonctionne en rien* ».

Remarquons que, dans ces nouvelles conditions, le potentiel de la base est très faiblement négatif par rapport à celui de l'émetteur. Puisque le courant de base est très faible, cela pour les raisons qui font que, contrairement à tout à l'heure, dans le cas du transistor conducteur, le courant de base est maintenant très réduit, le courant de collecteur est presque inexistant.

Par là, nous venons de voir que, si l'amplitude du signal rectangulaire modulant est suffisamment grande, le *transistor fonctionne en tout ou rien.*

FORME DES SIGNAUX RECUEILLIS SUR LE COLLECTEUR D'UN TRANSISTOR FONCTIONNANT EN TOUT OU RIEN.

Dans de telles conditions de fonctionnement d'un transistor, son courant de collecteur est, ou bien nul, ou bien maximum. Ainsi la chute de tension au long de la résistance qui charge son collecteur est obligatoirement nulle ou importante (maximale). De ce fait, le potentiel auquel est soumis le collecteur ne peut occuper que deux valeurs. La première de ces valeurs sera pratiquement celle du potentiel du pôle moins de la source d'alimentation, lorsque l'intensité du courant de collecteur, lequel courant parcourt la résistance de charge, sera nulle : aucune chute de tension n'étant alors développée dans la résistance de charge, le potentiel du collecteur est alors le même que celui du pôle moins de la source d'alimentation. Par contre, lorsque le courant de collecteur est maximum, ce qui correspond à l'état conducteur du transistor, il apparaît alors dans la résistance de charge du collecteur une chute de

tension importante due au passage du courant (maximum) de collecteur. Le potentiel de cette électrode est donc, cette fois, différent de celui du pôle moins de la source d'alimentation ; situé, en valeur, entre le potentiel du pôle moins et le potentiel du pôle plus de la source d'alimentation, il est alors plus positif (relativement) que le pôle moins de la source d'alimentation.

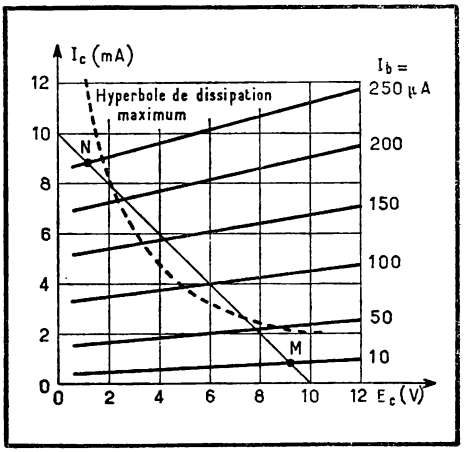


Fig. 11-5 bis. — Le transistor fonctionne, ici, très au-dessus de la puissance nominale

Or, le potentiel du collecteur du transistor ne peut, si celui-ci fonctionne en tout ou rien, occuper que ces deux valeurs possibles. C'est donc que le signal sortie prélevé sur le collecteur a une forme rectangulaire, symétrique ou dissymétrique, caractérisée par les durées des paliers, des temps pendant lesquels le potentiel du collecteur se maintient sur l'une ou l'autre des deux valeurs qu'il peut prendre, à l'exclusion de toute autre...

PUISSANCE ADMISSIBLE POUR UN TRANSISTOR FONCTIONNANT EN TOUT OU RIEN.

En remarquant que les points figuratifs M et N sont situés en dehors de la zone délimitée par l'hyperbole qui traduit graphiquement la puissance maximale admissible (se reporter au chapitre V), nous voyons qu'un transistor peut fonctionner, en tout ou rien, au delà de sa puissance nominale : il est en effet permis de développer, dans ces conditions, des puissances de plusieurs watts, avec des transistors qui admettent une dissipation nominale limitée à 0,1 W sans danger pour eux.

Multivibrateur astable

Le générateur de signaux rectangulaires, que nous allons d'abord étudier, est appelé *astable* parce qu'il bascule sans cesse, *chacun des deux transistors qui l'équipent passant, pratiquement sans transition, de l'état bloqué à l'état conducteur, pour revenir ensuite, instantanément, à l'état initial, et cela indéfiniment.*

Précisons qu'il est le seul générateur qui puisse produire des signaux rectangulaires à partir d'une source d'alimentation en courant continu.

Reportons-nous à la figure 11-6.

Nous y reconnaîtrons sans peine deux transistors amplificateurs, dont le signal sortie de l'un (prélevé sur son collecteur) est injecté dans la base de l'autre et inversement ; il s'agit d'un montage symétrique, chaque transistor ayant ici pour tâche d'amplifier le signal sortie de l'autre.

Supposons, ceci pour faciliter notre raisonnement, que le transistor T1, dans les conditions initiales, soit bloqué. Son courant de collecteur est pratiquement inexistant, autant dire nul ; le potentiel de sa base est alors faiblement négatif par rapport à celui de son émetteur, ou, ce qui revient au même, *la base de* T1, *bloqué, est positive.*

Le transistor T1 étant bloqué, l'autre transistor, T2, est, lui, conducteur : son courant de collecteur est important, *la base de* T2, *conducteur, est négative* (par rapport à son émetteur).

Imaginons que le transistor T 1 bloqué (courant de collecteur nul) devienne conducteur à un instant considéré. Devenant conducteur, son courant de collecteur n'est plus nul. La présence d'un courant de collecteur occasionnant une chute de tension au long de la résistance qui charge cette électrode, le potentiel du collecteur de T1, devient ainsi, brutalement, moins négatif, ou, ce qui revient au même, devient plus positif qu'il l'était. La variation positive du potentiel du collecteur de T1 est répercutée sur la base du transistor T2, par l'intermédiaire du condensateur de liaison C_1. La base de T2, qui était initialement négative (par rapport à l'émetteur de T2), en raison de l'impulsion positive reçue, se polarise positivement, ce qui provoque le *blocage du transistor* T2, lequel ne saurait « conduire », puisque sa base n'est plus alors polarisée négativement par rapport à son émetteur. Mais le condensateur C_1, qui a, entre temps, emmagasiné de l'énergie électrique, se décharge maintenant à travers la résistance R_{b2} qui assure l'alimentation de la base du transistor T2. De ce fait la tension « positive » à laquelle était soumise la base de T2 commence à décroître, devenant plus « négative » ...Il arrive un moment où la base de T2 est suffisamment négative pour que le *transistor* T2 *se débloque :* de bloqué qu'il était, le *transistor* T2 *devient conducteur.*

Pour des raisons de symétrie bien évidentes, nous allons assister à un nouveau basculement du système : le courant de collecteur du transistor T2, nul pendant la période de blocage, existe maintenant que T2 est conducteur... Il s'ensuit une variation positive du potentiel du collecteur de T2, répercutée sur la base du *transistor* T1 qui, évidemment, *se bloque* à son tour. Mais le condensateur C_2, qui vient de se charger, se vide à travers la résistance R_{b1}, laquelle alimente la base du transistor T1. Ce transistor T1 *se débloque* aussitôt que sa base n'est plus négative... T1 *deviendra conducteur* à nouveau, en même temps que T2 *se bloque.*

Chaque transistor passe donc de l'état bloqué à l'état conducteur, ce basculement étant suivi d'un nouveau basculement ramenant aux conditions initiales et cela indéfiniment...

Les résistances de charge des collecteurs sont bien entendu le siège du développement de signaux en « tout ou rien », puisque les tran-

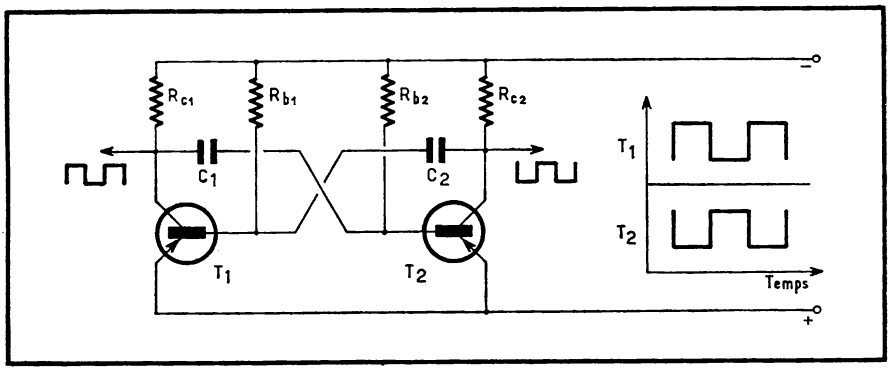


Fig. 11-6. — Le multivibrateur astable est le seul qui permette de produire des signaux rectangulaires à partir d'une source d'alimentation en courant continu.

sistors sont cycliquement bloqués ou conducteurs, mais il faut remarquer qu'à un « toit » positif du potentiel de collecteur de l'un des transistors, correspond un « toit » négatif de potentiel du collecteur de l'autre transistor, comme indiqué à la figure 11-6, puisque lorsqu'un transistor est bloqué, l'autre conduit et inversement. Nous préciserons enfin que toute dissymétrie dans les caractéristiques des composants du montage astable (transistors, résistances, condensateurs) se traduira par une dissymétrie des signaux rectangulaires recueillis sur les collecteurs des transistors en fonction.

Multivibrateur bistable

Le multivibrateur bistable diffère du premier en ce qu'il est nécessaire de lui donner une impulsion pour le faire basculer. Il est stable, en l'un ou l'autre des états possibles, c'est-à-dire lorsque l'un des transistors est bloqué, alors que le second est conducteur, ou inversement : *le basculement du multivibrateur bistable doit être provoqué par une cause extérieure.*

Reportons-nous à la figure 11-7 qui reproduit le schéma du multivibrateur bistable.

L'ensemble est parfaitement symétrique.

Nous y retrouvons deux transistors accouplés comme précédemment, mais notons que les condensateurs de liaison entre les collecteurs et les bases sont, cette fois, associés, en parallèle, à des résistances. L'alimentation des bases est donc assurée à partir de ponts diviseurs de tension entre le potentiel du pôle plus de la source d'alimentation et le potentiel du collecteur du transistor opposé.

Supposons que le transistor T1 conduise. Le second transistor T2, en ces conditions, est normalement bloqué, ce qui fait que son collecteur est pratiquement porté au même potentiel que celui du pôle moins de la source d'alimentation : puisque son courant de collecteur est autant dire

nul, il n'y a donc pas de chute de tension due à la présence d'un courant de collecteur dans la résistance R_{c2}, qui charge son collecteur. Le potentiel auquel est alors porté le collecteur de T2 est donc très négatif.

Ce même potentiel de collecteur est appliqué, par l'intermédiaire de l'ensemble résistance-condensateur RC, sur la base du premier transistor T1, laquelle est donc polarisée négativement par rapport à l'émetteur. De plus, il passe, dans la résistance R_{b1}, un peu de courant venant du pôle plus de la source d'alimentation, passant dans le pont diviseur qui alimente la base du transistor T1 : voilà qui contribue, en raison de la chute de tension provoquée par le passage du courant dans la résistance R_{b1}, à renforcer le potentiel déjà négatif de la base de T1, ce qui a pour effet de maintenir un intense courant de collecteur dans le transistor T1 qui est saturé.

Le courant de collecteur de T1 étant maximum, la chute de tension dans la résistance R_{c1} qui charge cette électrode est aussi maximum, le collecteur de T1 est donc soumis à un potentiel relativement très positif (par rapport à celui du pôle moins de la source d'alimentation).

La résistance R qui joint le collecteur de T1 à la base du transistor T2 répercute ce potentiel « positif » sur la base de T2, lequel se trouve bloqué d'autant plus énergiquement que sa base est, en outre, reliée au pôle plus de la source d'alimentation par la résistance R_{b1}.

Nous voyons donc que si l'un des transistors de ce montage conduit, l'autre transistor se trouve bloqué, mais il nous faut remarquer encore que plus le premier transistor conduit (il est alors saturé), plus le blocage du second est énergique : les effets réciproques des transistors étant cumulatifs, l'ensemble est donc automatiquement très stable, dans l'un ou l'autre des *deux états stables possibles du multivibrateur bistable,* (correspondant au blocage de l'un des transistors quand l'autre conduit et inversement).

Le basculement du multivibrateur bistable ne peut s'effectuer sans le concours d'une intervention extérieure, c'est-à-dire qu'il est nécessaire d'envoyer une impulsion positive sur les bases des transistors pour provoquer le passage d'un état stable à l'autre.

Envoyons simultanément une forte impulsion positive sur les deux bases des transistors, à travers les deux diodes semiconductrices qui s'opposent à tout passage de courant d'une base vers l'autre, évitant la mise en parallèle des bases.

L'impulsion positive est, évidemment, sans effet sur le transistor T2 qui est déjà bloqué, sa base étant déjà largement positivement polarisée. Par contre, l'impulsion vient contrebalancer la polarisation négative de la base de T1, provoquant une réduction de l'intensité du courant de collecteur de ce transistor T1 (sa base étant moins négative, son courant de collecteur est moins important) ...En conséquence, le potentiel du collecteur de T1 devient plus négatif, cette variation de potentiel est répercutée sur la base du transistor T2 qui devient plus négative (elle était fortement positive, ce qui bloquait T2), voilà qui provoque le déblocage de T2 lequel se met à « conduire ».

L'apparition d'un courant de collecteur dans le transistor T2 entraîne une variation positive du potentiel du collecteur de ce transistor T2,

répercutée en une impulsion positive sur la base du transistor T1, par l'intermédiaire du condensateur de liaison C (entre le collecteur de T2 et la base de T1).

Ainsi l'impulsion positive appliquée simultanément sur les deux bases a pour effet de désaturer le transistor T2 et de débloquer le transistor T1 qui se met à conduire. Comme le transistor T2 apporte une impulsion positive sur la base du transistor T1 qui lui est associé, les effets sont cumulatifs, le transistor T2 passe de l'état saturé à l'état bloqué,

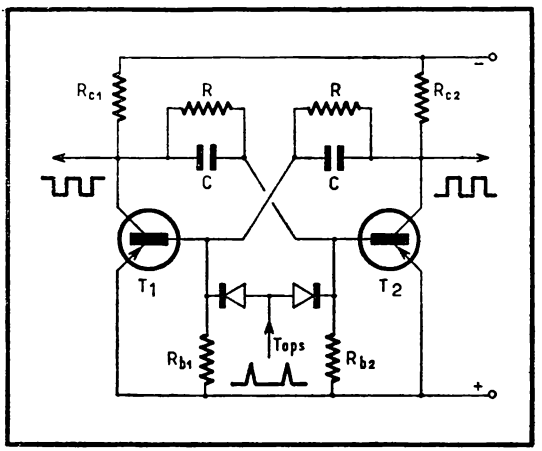


Fig. 11-7. — Il faut envoyer deux impulsions positives successives au multivibrateur bistable pour qu'il bascule deux fois, revenant ainsi à son état initial.

alors que le transistor T1, initialement bloqué, passe à l'état conducteur. Il s'agit du *deuxième état stable.*

Il faudra en effet envoyer une nouvelle impulsion positive sur les deux bases, par l'intermédiaire des diodes, pour ramener le système au premier état stable.

Comme le montage est rigoureusement symétrique quant aux caractéristiques (transistors, résistances et condensateurs), en envoyant deux impulsions positives consécutives nous provoquerons deux basculements successifs, ce qui correspond à un cycle complet du multivibrateur bistable. Sur le collecteur de l'un des transistors nous recueillons un signal rectangulaire, réplique de celui qui serait prélevé sur le collecteur de l'autre transistor, mais ces deux signaux rectangulaires sont opposés, puisque correspondant aux deux états stables pris par le montage : il s'agit donc de signaux rectangulaires identiques, mais opposés (nous devrions dire symétriques !)

En remarquant encore que deux impulsions ne provoquent qu'une fois le passage d'un transistor par le même état (conducteur ou bloqué), nous n'aurons aucune peine à imaginer pourquoi le multivibrateur bistable est utilisé dans les machines à calculer électroniques pour effectuer la division par 2 ; en envoyant un nombre n d'impulsions sur les bases, chacun des deux transistors passe $n/2$ fois par le même état, le multivibrateur bistable se prête à la division par 2 d'un nombre n d'impulsions.

Si l'un des deux transistors du premier multivibrateur bistable, à son tour, envoie les $n/2$ impulsions sur un montage similaire, il est bien évident que chacun des deux transistors du second multivibrateur, com-

mandé par le précédent, passera $\frac{n/2}{2}$ fois par le même état, donnant à son tour $n/4$ impulsions, le nombre d'impulsions est ainsi divisé par 4...

***

Nous allons maintenant passer à l'étude d'un autre type de multivibrateur qui diffère des deux premiers que nous avons vus, en étant toutefois une combinaison de ceux-là : il s'agit du multivibrateur monostable.

Multivibrateur monostable

Le multivibrateur monostable ne possède qu'un seul état stable, l'un des deux transistors qui le composent ne peut rester que bloqué, l'autre transistor demeurant conducteur. Un basculement est suivi, immédiatement, par un second basculement qui ramène le multivibrateur dans son état initial stable.

Le schéma du multivibrateur monostable à transistors est reproduit à la figure 11-8. En nous reportant à ce schéma, nous remarquerons sans peine que le montage en question comporte deux transistors *p-n-p* montés en émetteur commun, mais que le transistor T1, à gauche sur la figure, fonctionne en multivibrateur astable, alors que l'autre transistor T2, à droite sur la figure, fonctionne, lui, en multivibrateur bistable. Nous voyons par là que ce nouveau montage est *l'assemblage d'un demi-multivibrateur bistable et d'un demi-multivibrateur astable.*

Supposons que le transistor T1 conduise au maximum. La chute de tension dans la résistance de charge de son collecteur est alors maximale, puisque cette résistance de charge est parcourue par le courant de collecteur qui est maximum. Le potentiel du collecteur de T1 est alors nettement positif, par rapport au potentiel du pôle moins de la source d'alimentation.

Comme la base du transistor T2 est alimentée à partir d'un pont diviseur de tension, entre le collecteur de T1 (soumis à un potentiel relativement positif) et le pôle plus de la source d'alimentation, le potentiel de la base du transistor T2 est donc relativement positif, ce qui implique l'existence d'un très faible courant de base dans le transistor T2, lequel est donc bloqué.

Nous voyons par là que, si le transistor T1, *fonctionnant en multivibrateur astable, est conducteur, le transistor* T2, *fonctionnant en multivibrateur bistable, est, lui, bloqué.*

Envoyons une impulsion positive sur la base du transistor T1, par l'intermédiaire de la diode, de l'unique diode que comporte le montage (comparativement au multivibrateur bistable). L'impulsion positive a pour effet de rendre plus positif le potentiel de la base du transistor T1, il en résulte une diminution du courant de base de ce transistor, par conséquent une réduction correspondante de l'intensité de son courant de collecteur. Une diminution du courant de collecteur amène automatiquement une réduction de la chute de tension au long de la résistance de charge R_{c1}, qui charge le collecteur de T1 et qui est parcourue par le courant de

collecteur. De ce fait, le potentiel de collecteur de T1, qui était nettement positif, par rapport au potentiel du pôle moins de la source d'alimentation, devient plus négatif qu'il l'était initialement, conséquence de l'envoi de l'impulsion positive sur la base de T1.

Ainsi le potentiel du collecteur du transistor T1 devient plus négatif. Il est bien évident que cette variation négative de potentiel est répercutée sur la base du transistor T2, par l'intermédiaire du pont diviseur qui alimente la base de T2 : le potentiel de la base de T2 devient plus négatif.

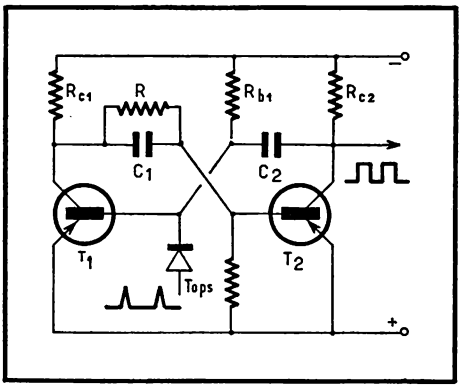


Fig. 11-8. — Une impulsion positive fait basculer le multivibrateur monostable, lequel revient très vite à son état initial.

Initialement, le transistor T2 était bloqué, puisque sa base était soumise à un potentiel relativement positif. Voici que ce potentiel de base devient plus négatif : le transistor T2 se débloque, se met à conduire, un courant de collecteur prend naissance en lui.

Quelle va être l'incidence de cette apparition de courant de collecteur dans T2 ?

La chute de tension, dans la résistance de charge du collecteur du transistor T2 était nulle, tant que ce transistor T2 était bloqué. Voici qu'existe maintenant un courant de collecteur dans T2, la chute de tension au long de la résistance de charge qui alimente son collecteur n'est plus nulle, le potentiel du collecteur du transistor T1 devient alors plus positif qu'il ne l'était.

Cette variation positive de potentiel du collecteur de T2 est répercutée sur la base de l'autre transistor T1, laquelle a reçu tout à l'heure l'impulsion positive ayant pour effet de réduire l'intensité du courant de collecteur du transistor T1, initialement conducteur au maximum. La variation positive répercutée sur la base du transistor T1, provenant du déblocage de T2, vient ajouter son effet à celui de l'impulsion positive de commande du système (envoyée par la diode sur la base de T1).

La base du transistor T1 devenant de plus en plus positive, voilà qui accentue rapidement la diminution du courant de base du transistor T1, lequel passe de l'état conducteur initial à l'état de blocage, alors que le transistor T2, de son côté, passe très vite de l'état bloqué à l'état conducteur.

Mais ce nouvel état n'est qu'éphémère, car le condensateur, qui relie le collecteur de T2 à la base de T1, s'est chargé d'électricité ; mais il va

maintenant restituer cette quantité d'électricité, il va se vider à travers la résistance d'alimentation de la base de T1, tout comme le cas du multivibrateur astable. Il apparaît alors, dans cette résistance de base de T1, un courant électrique de décharge qui engendre une chute de tension ayant pour effet de ramener la base de T1 à un potentiel plus négatif que celui qui correspondait à l'état bloqué du transistor T1, lequel se remet à conduire... ce qui provoque l'apparition d'un courant de collecteur dans T1, donc une variation positive du potentiel de son collecteur, répercutée sur la base du transistor T2. La base de T2 devenant plus positive, les effets sont, là encore, cumulatifs, le transistor T2 va se rebloquer alors que le transistor T1 va reprendre son état conducteur :

Le multivibrateur monostable présente donc cette particularité de basculer lorsqu'une impulsion positive lui est envoyée, mais il revient très vite à son état initial stable (T1 *conducteur,* T2 *bloqué*) *jusqu'à ce qu'une nouvelle impulsion vienne provoquer de nouveau le même phénomène.*

Multivibrateur bistable et multivibrateur monostable

De ce que nous venons de voir, au sujet de ces deux multivibrateurs, nous pouvons très facilement dresser un petit parallèle entre eux.

Le multivibrateur bistable bascule, mais reste stable dans le nouvel état qu'il prend, lorsqu'une impulsion positive est appliquée simultanément sur les bases des deux transistors qui le constituent.

En revanche, le multivibrateur monostable bascule pour revenir très vite dans son état initial.

Chez l'un comme chez l'autre de ces deux multivibrateurs, les signaux sortie, que nous prélevons sur le collecteur de l'un des deux transistors qui composent les multivibrateurs, sont évidemment des signaux rectangulaires, puisque les transistors passent de l'état bloqué à l'état conducteur et inversement.

Dans le multivibrateur bistable, une série de tops, succession d'impulsions très brèves, fait apparaître sur les collecteurs des transistors des signaux rectangulaires symétriques, lorsque les caractéristiques des composants (transistors, résistances et condensateurs) sont, bien entendu, symétriques. Le cycle des signaux rectangulaires produits est déterminé par les intervalles de temps qui séparent deux impulsions consécutives, phénomène qui est graphiquement schématisé à la figure 11-9.

Si la série de tops est parfaitement régulière, nous obtiendrons des signaux rectangulaires symétriques au niveau des collecteurs des transistors. Ces signaux sont, de plus, symétriques entre eux, puisque lorsque l'un des deux transistors du montage conduit, l'autre se trouve alors bloqué.

Pour ce qui est du multivibrateur monostable, lequel revient à son état initial très vite après le basculement provoqué par l'envoi d'une impulsion, nous imaginons sans peine qu'une série de tops va engendrer l'apparition, au niveau du collecteur du transistor T2 (fig. 11-10), d'une série d'impulsions de forme rectangulaire, laquelle constitue un signal rectangulaire. Mais nous ne pourrons dire de ce signal qu'il sera simple-

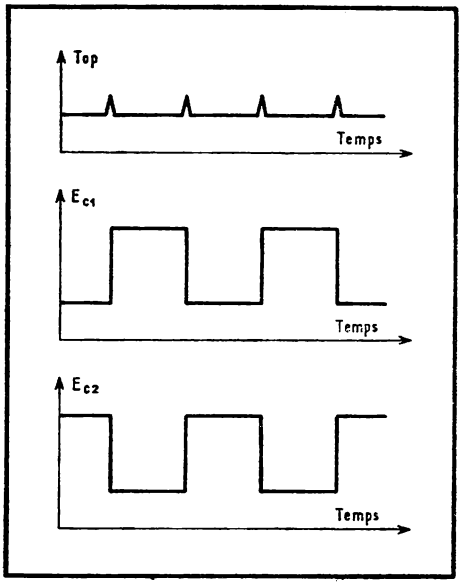


Fig. 11-9. — Les signaux recueillis sur les collecteurs des transistors qui constituent le multivibrateur bistable sont des signaux rectangulaires dissymétriques, mais symétriques entre eux.

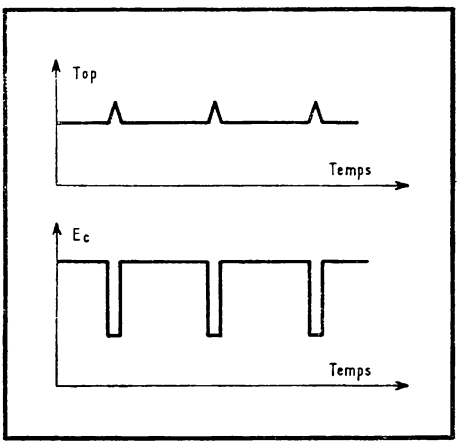


Fig. 11-10. — Le multivibrateur monostable transforme en signal rectangulaire dissymétrique une série de tops.

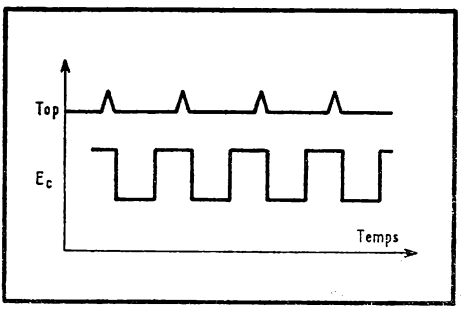


Fig. 11-11. — Le multivibrateur monostable peut transformer en signal rectangulaire symétrique une série de tops, si la cadence de ces tops coïncide avec le cycle du multivibrateur.

ment dissymétrique, dans la plupart des cas, car les impulsions de forme rectangulaire apparaissant au niveau du collecteur du transistor T2 étant commandées par la cadence des tops envoyés sur la base du transistor T1, le cycle, c'est-à-dire la période de temps qui sépare deux impulsions rectangulaires consécutives, est imposé, gouverné par le cycle des tops (fig. 11-11). Pour que le signal rectangulaire recueilli au niveau du collecteur de T2 soit symétrique, il est nécessaire que le temps qui sépare deux tops successifs soit exactement le double du temps pendant lequel le transistor T2 reste ou bloqué, ou conducteur. A ce moment-là, entre deux tops consécutifs, s'écoule un temps qui correspond à la durée d'un état bloqué et d'un état conducteur du transistor T2. Comme la durée de ces états est alors la même, le signal rectangulaire naissant au niveau du collecteur du transistor T2 est, en ce cas, nécessairement symétrique (définition exposée au début de ce chapitre).

***

Nous allons maintenant passer au dernier des montages multivibrateurs que nous étudierons, dans le cadre de cet ouvrage, il s'agit du trigger.

Trigger

Le trigger fait appel à deux transistors du type *p-n-p* montés en émetteur commun, comme les précédents multivibrateurs. Mais le trigger possède cette propriété très particulière de basculer pour occuper l'un ou l'autre des deux états stables (correspondant à l'état bloqué d'un transistor, l'autre étant conducteur, ou inversement) lorsque la tension d'un signal injecté dans la base du transistor de commande atteint, ou dépasse, deux valeurs fixées, supérieure et inférieure. *Le trigger reste stable quelle que soit la valeur de la tension du signal injecté, mais bascule uniquement lorsque cette tension atteint, ou franchit, les deux valeurs particulières, supérieure et inférieure, qui sont les tensions-seuils de basculement.*

Autrement dit, lorsque le système est initialement stable, dès que la tension du signal injecté, tension variable, atteint et franchit la valeur particulière supérieure, il y a basculement. Le nouvel état occupé, stable, restera stable jusqu'à ce que la tension du signal injecté atteigne et franchisse la valeur particulière inférieure, il y aura alors un nouveau basculement. Mais le nouvel état est également stable, ce n'est que lorsque la tension variable du signal injecté atteindra et franchira la valeur particulière supérieure, qu'un nouveau basculement s'effectuera...

Reportons-nous au schéma de la figure 11-12. Nous y rencontrons deux transistors *p-n-p* montés en émetteur commun. Nous remarquerons que l'alimentation de la base du transistor T1 est effectuée à partir d'un pont diviseur entre les pôles plus et moins de la source d'alimentation. Quant à la base du transistor T2, elle est effectuée également à partir d'un pont diviseur, mais il faut noter que la résistance R_1 de ce pont diviseur est commune pour l'alimentation de la base du transistor T2 et celle du collecteur de l'autre transistor (T1).

Les émetteurs des deux transistors sont connectés, réunis au pôle plus de la source d'alimentation par une résistance commune.

Supposons que le transistor T1 soit initialement bloqué, que sa base ne soit pas alors suffisamment négative par rapport à son émetteur pour qu'il soit conducteur ; son courant de collecteur est nul, dans ces conditions. Mais que le signal injecté entre sa base et son émetteur vienne

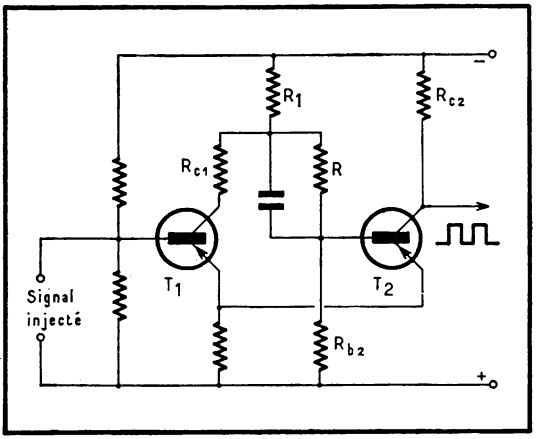


Fig. 11-12. — Les émetteurs des transistors p-n-p du trigger sont alimentés par une résistance commune.

rendre sa base suffisamment négative pour le débloquer, immédiatement un courant de collecteur prend naissance en lui occasionnant une variation positive du potentiel de son collecteur. Cette variation positive est répercutée sur la base du transistor T2, lequel transistor était initialement conducteur (puisque T1 était, de son côté, bloqué). Voilà qui provoque une réduction du courant de collecteur de T2, par là même une réduction du courant de son émetteur. (L'intensité du courant d'émetteur d'un transistor n'est-elle pas la somme des intensités des courants de base et de collecteur ?). La réduction du courant d'émetteur du transistor T2 provoque, c'est bien évident, une diminution de la chute de tension dans la résistance commune des deux émetteurs, parcourue par les courants des émetteurs, ce qui a pour effet de rendre ces derniers plus positifs.

Les émetteurs étant plus positifs, le transistor T1, qui venait de commencer à conduire, puisque sa base avait été rendue plus négative par rapport à son émetteur, ou, ce qui est la même chose, son émetteur avait été rendu plus positif par rapport à sa base, le transistor T1 se met donc à conduire d'autant plus. Les effets étant cumulatifs, il va donc arriver un moment où le transistor T1, initialement bloqué, qui s'est mis à conduire, va passer à l'état conducteur au maximum. Par contre le transistor T2, de l'état conducteur, passe à l'état bloqué : c'est le basculement.

Cet état est stable, car une variation encore plus négative de la base du transistor T1 ne saurait accroître l'ampleur du phénomène ; T1 est maintenant conducteur, T2 est bloqué.

Imaginons maintenant que la tension variable du signal injecté devienne moins négative, autrement dit plus positive au point d'atteindre une valeur telle qu'elle provoque maintenant une réduction du courant de collecteur du transistor T1, lequel devient moins conducteur. Mais cette réduction de l'intensité du courant de collecteur de T1 fait que le potentiel du collecteur de T1 devient plus négatif (chute de tension moins importante

dans la résistance qui alimente le collecteur de T1 et, bien sûr, la base de T2 par le pont diviseur).

Le potentiel de la base de T2 était franchement positif, ce qui entraînait le blocage de ce transistor ; il devient moins positif, ce qui fait que le transistor T2, bloqué qu'il était, recommence à conduire. L'apparition d'un courant de collecteur dans T2, donc d'un courant d'émetteur, amène une variation de la chute de tension dans la résistance commune aux deux

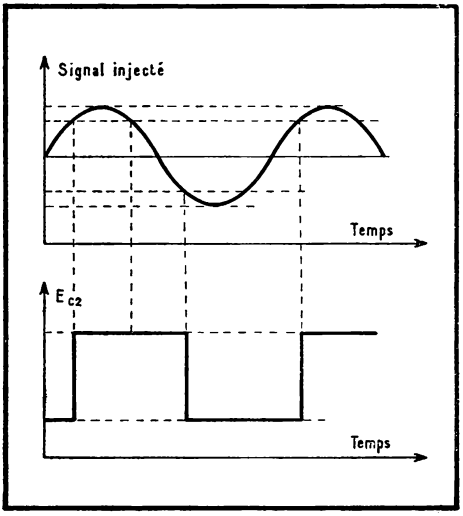


Fig. 11-13. — Le trigger met en forme rectangulaire un signal sinusoïdal.

émetteurs : le potentiel de ces deux électrodes connectées devient plus négatif. Il en résulte une diminution du courant de collecteur dans le transistor T1 qui, de conducteur qu'il était précédemment, va bientôt se retrouver bloqué. Ce nouvel état est stable, toute variation positive de la tension du signal injecté à l'entrée, au delà de la valeur qui a déclenché le dernier basculement, ne peut que renforcer la stabilité du système.

Le trigger, en raison de la forme rectangulaire des signaux recueillis sur le collecteur du transistor T2, *permet de transformer en signal rectangulaire un signal de forme sinusoïdale qui lui est injecté, à condition que les valeurs extrêmes prises par la tension du signal injecté dépassent, en grandeur, les valeurs inférieure et supérieure requises pour les deux basculements du système* (fig. 11-13).

♦

Voilà que nous avons vu les principaux montages multivibrateurs ; nous rappellerons, ci-dessous, les variantes qui les caractérisent.

Le *multivibrateur astable* bascule sans cesse, indéfiniment.

Le *multivibrateur bistale* bascule, passant d'un état stable à l'autre état, également stable, lorsqu'il reçoit une impulsion positive.

Le *multivibrateur monostable* ne connaît qu'un état de stabilité ; une impulsion le fait basculer, mais il reprend aussitôt son état stable.

Le *trigger* reste stable en l'un ou l'autre de ses deux états, quelle que soit la valeur de la tension du signal injecté, mais bascule uniquement lorsque cette tension atteint et franchit les deux valeurs particulières, supérieure et inférieure, qui sont les tensions-seuils de basculement.

CHAPITRE 12

DIFFERENTES SORTES DE TRANSISTORS

Si nous n'avons parlé, au cours des précédents chapitres, que de transistors du type p-n-p **et du type** n-p-n, **nous devons savoir qu'il existe, en outre, plusieurs sortes de transistors, différant quant aux procédés d'élaboration et de structure, et destinés par là même à des utilisations variées.**

C'est ce que nous vous proposons de voir maintenant.

Monocristal et monocristal enrichi

C'est à partir de cristaux métalliques, réalisés artificiellement, que sont fabriqués les transistors.

Le monocristal est un cristal qui ne comporte que des atomes d'un seul corps constitutif, autrement dit c'est un cristal d'un corps rigoureusement pur (monocristal de germanium, de silicium, etc.). La structure atomique d'un monocristal est d'une harmonie parfaite, en ce sens que les liaisons existant entre les atomes d'un monocristal sont d'une régularité absolue (se reporter au chapitre I).

Nous préciserons, à titre de curiosité, qu'un monocristal, réputé comme pur, ne compte pas plus de l'ordre de dix atomes étrangers pour un milliard d'atomes du corps constitutif de ce monocristal. Voilà pour montrer que le germanium, le silicium, qui entrent dans la fabrication des semiconducteurs, des transistors, doivent être initialement d'une pureté absolue.

Mais le monocristal ne possède pas, tel quel, de propriétés semiconductrices, il est même un très mauvais conducteur de l'électricité. Il faut lui incorporer des impuretés, des « dops », sous la forme d'atomes d'un autre corps, pour que le *monocristal enrichi* possède les propriétés semiconductrices requises, en vue de l'élaboration de diodes et transistors C'est de l'apport des dops, en quantités convenablement dosées, que dépendent et le type (*p* ou *n*) et la conductibilité, nous devrions dire la semiconductibilité, du monocristal enrichi, semiconducteur.

Nous ajouterons, pour la curiosité, qu'il faut enrichir, par exemple, un monocristal de germanium à raison d'environ un atome d'arsenic pour 40 millions d'atomes de germanium, pour que ce monocristal de germanium devienne semiconducteur du type *n*...

Voilà qui laisse à penser combien sont difficiles et délicates les opérations de fabrication de semiconducteurs, les prouesses réalisées sont tout à l'honneur des physiciens, chimistes et électroniciens...

Dans la pratique, il est d'abord procédé à la *purification* du corps de base (germanium, silicium) à partir duquel seront fabriqués les semiconducteurs. Il faut commencer par débarrasser le corps de base des atomes étrangers (impuretés), avant de lui incorporer, volontairement cette fois et en quantité convenable, d'autres impuretés qui vont lui donner les propriétés semiconductrices désirées.

Après la purification, vient la *cristallisation*, opération qui régularise, qui ordonne la structure atomique du cristal de métal pur, aboutissant à l'obtention d'un monocristal, au sein duquel les liaisons entre atomes sont d'une harmonie parfaite.

Enfin il est procédé à l'*enrichissement* en dops du monocristal, pour donner à ce dernier les propriétés semiconductrices désirées.

Disposant alors de corps semiconducteurs du type *p* ou du type *n*, selon la nature des dops d'enrichissement, il suffit d'assembler des pastilles de corps semiconducteurs, en plaçant par exemple une pastille du type *n* en sandwich entre deux pastilles du type *p*, pour obtenir un transistor *p-n-p*, en munissant les pastilles d'électrodes, fils de connexion nécessaires pour l'utilisation dans les montages, monter enfin le tout dans un boîtier hydrofuge.

Mais il est bien évident que les procédés les plus modernes d'usinage, par lesquels on peut obtenir les pastilles semiconductrices, amènent obligatoirement des pertes importantes, inadmissibles même, du corps semiconducteur si précieux, c'est le mot juste. De tels procédés mécaniques ne sont pas utilisés, c'est à d'autres techniques qu'il est fait appel. Nous allons les passer en revue rapidement.

Transistors à alliage

Un transistor est constitué par un empilage de trois éléments semiconducteurs. Si nous partons d'un élément semiconducteur du type *n*, lequel constituera la base d'un transistor *p-n-p*, et que nous fassions ensuite pénétrer dans deux zones opposées de cette base des dops appropriés, la présence de ces dops d'enrichissement fera apparaître, dans la base du type *n*, deux zones du type *p*, le tout constituant un transistor *p-n-p* (fig. 12-1).

Il va sans dire qu'à partir d'un élément *p*, qui serait la base, dans lequel nous créerions artificiellement deux zones *n*, nous obtiendrions, de la même manière, un transistor *n-p-n*.

Dans les deux zones, artificiellement créées, nous aurons en quelque sorte *l'alliage* du métal constitutif de la base avec le métal apporté, d'où le terme de *transistor par alliage*.

Dans la pratique, sans vouloir dire que cela soit si facile qu'il le

paraisse, nous dirons que le procédé usuel est commode. Partant d'une pastille de germanium de type *n* (la base), on effectue le dépôt, sur les deux faces opposées de la pastille, de deux pastilles d'*indium* qui sont chauffées, très rapidement, à quelque 600° C. L'indium fond à cette température ; ses atomes s'introduisent dans la pastille de germanium (la base) qui ne fond qu'à une température plus élevée (940° C). On pourrait croire, en raison de l'écart des températures de fusion (600 à 940° C), que les atomes d'indium ne sauraient pénétrer à l'intérieur de la pastille

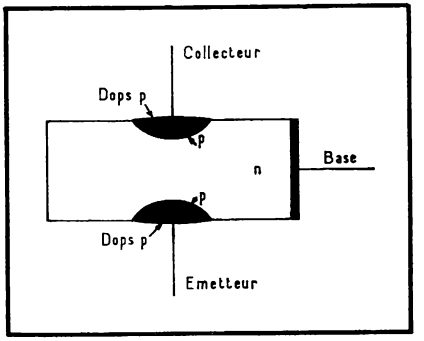


Fig. 12-1. — La pénétration de dops p fait apparaître, dans la pastille n, deux zones p : on obtient ainsi un transistor par alliage du type p-n-p.

de germanium... Il en est tout autrement : la pénétration s'effectue fort aisément, grâce à l'*agitation thermique* importante des électrons à de telles températures. Rappelons-nous avoir vu, au cours du chapitre I, que les électrons, loin d'être immobiles, gravitent inlassablement sur les orbites qu'ils décrivent autour des noyaux des atomes. L'élévation de température fait augmenter la vitesse des électrons. Cette effervescence « débordante » permet les échanges entre le germanium et l'indium ; il apparaît alors deux zones d'alliage (germanium *n* et indium *p*) sur les faces opposées de la pastille *n* de la base, voilà qui constitue un transistor *p-n-p* à alliage.

L'opération, c'est bien naturel, exige de très grandes précautions quant à l'observation rigoureuse du temps de chauffe, de la température exacte, du temps et des conditions de refroidissement...

Les transistors à alliage, on dit encore transistors par fusion, conviennent à la plupart des usages, sauf pour des fréquences élevées, mais ne se prêtent, en outre, qu'à l'amplification de faible puissance.

Nous nous devons encore de formuler une remarque particulière au sujet de la zone qui correspond au collecteur, en précisant que cette remarque est valable pour tous les transistors, quels qu'ils soient.

C'est le collecteur qui est, dans la majeure partie des cas, l'électrode de sortie du transistor ; c'est au niveau du collecteur que se fait, généralement, le prélèvement du signal sortie. Le courant de collecteur étant important, en intensité, les dimensions du collecteur doivent être importantes, comparativement à celles de la base et de l'émetteur.

Transistors par diffusion

Au lieu de déposer de l'indium sur les deux faces de la pastille du corps semiconducteur, pastille qui deviendra la base du transistor, après

que nous aurons fait pénétrer de l'indium, par fusion, dans cette base en créant ainsi les deux zones correspondant à l'émetteur et au collecteur, nous pouvons opérer différemment.

Portons la pastille du corps semiconducteur (la base) à une température voisine de son point (température) de fusion, mais maintenons la pastille à cette température, pendant un certain temps, dans un four, au contact d'une atmosphère de gaz chargée en vapeurs d'une solution d'un sel métallique (fig. 12-2) : nous ferons pénétrer, dans la pastille de la base, des atomes du métal apporté sous forme de vapeur, par le gaz emprisonné dans le four, d'où création d'une zone *d'alliage par diffusion* à la surface de la pastille qui se trouve placée au contact de l'atmosphère chargée en vapeurs. C'est en effet par *diffusion* que des atomes du métal d'apport, en phase vapeur, pénètrent dans la pastille qui deviendra la base du transistor en cours d'élaboration.

C'est en dosant convenablement la teneur en impuretés, en dops, de l'atmosphère du four, la température et le temps de diffusion, que l'on détermine avec précision le taux de pénétration, dans la base, des atomes du métal apporté, parvenant ainsi à la fabrication de *transistors par diffusion.*

Il est commode, par un tel procédé, de réaliser des pastilles d'un corps semiconducteur (bases) de grandes dimensions, enrichies avec des dops (émetteurs et collecteurs), sur des surfaces importantes. De tels transistors admettent volontiers des courants d'intensité plus élevée que les transistors par alliage, leurs puissances nominales seront donc plus grandes que celles des autres :

Les transistors de puissance sont des transistors par diffusion.

Limitation des possibilités des transistors

Nous savons que, dans un transistor de type *p-n-p,* le courant électrique, qui traverse ce transistor, entre par l'émetteur pour sortir par la base et par le collecteur (fig. 12-3). Dans un transistor *n-p-n,* c'est l'inverse qui se passe : le courant électrique entre par la base et par le collecteur pour sortir par l'émetteur (fig. 12-3). Mais, ceci est valable chez les deux types *p-n-p* et *n-p-n,* l'intensité du courant d'émetteur est la somme des intensités des courants de base et de collecteur.

Dans le transistor *p-n-p,* le courant entre par l'émetteur, se partageant entre le courant de base et le courant de collecteur : la base est donc traversée par le courant de base, qui sort par la base, mais également par le courant de collecteur, qui doit franchir la base avant de gagner le collecteur pour sortir du transistor par cette électrode (fig. 12-3).

Un raisonnement analogue au sujet du transistor *n-p-n* aboutirait à cette même déduction que la base est parcourue par les deux courants de base et de collecteur, qui se réunissent, dans son émetteur, pour former le courant d'émetteur, lequel sort du transistor par cette électrode (fig. 12-3).

Dans les deux types, *p-n-p* et *n-p-n,* la base d'un transistor est donc traversée par les deux courants de base et de collecteur. La base n'est pas franchie instantanément, les porteurs de charges élémentaires d'élec-

tricité négative (électrons) et positive (lacunes) dont le *transfert* constitue le courant électrique, ne se déplacent qu'à une vitesse voisine de 40 mètres par seconde. Cette vitesse, qui paraît grande à nos yeux, s'avère très insuffisante aux fréquences élevées des signaux alternatifs que nous devons amplifier, le plus souvent, avec nos transistors.

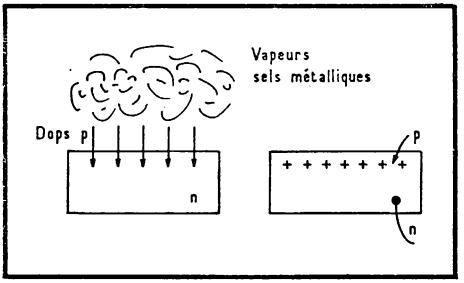


Fig. 12-2. — C'est par diffusion que l'on fait pénétrer, dans la plaquette n, les dops p apportés sous forme de vapeurs de sels métalliques.

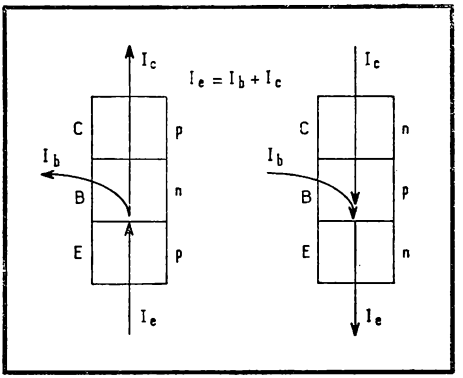


Fig. 12-3. — La base d'un transistor, que ce dernier soit du type p-n-p ou du type n-p-n, est toujours traversée à la fois par le courant de base et par le courant de collecteur.

Pour traverser la base d'un transistor, les électrons (et lacunes) mettent un certain temps appelé *temps de transit*. Par exemple, traverser une base, dont l'épaisseur est de 1/10 de millimètre, leur demande 2,5 microsecondes, soit 2,5 millionièmes de seconde. Ce temps peut nous paraître bien insignifiant, mais considérons un signal alternatif de fréquence de un mégahertz seulement (1 MHz = 1 000 000 Hz), correspondant à une longueur d'onde de 300 mètres. Cette fréquence de 1 MHz est dérisoirement « basse » devant les fréquences de plusieurs centaines et même plusieurs milliers de mégahertz usitées dans la technique d'aujourd'hui (liaisons radio sur ondes ultra-courtes, radar, satellites, etc.). Un signal alternatif sur 1 MHz oscille déjà à raison de un million de fois par seconde : sa période, durée d'une oscillation complète, est donc de un millionième de seconde, une microseconde... temps déjà bien important devant les 2,5 microsecondes du temps de transfert des électrons (et lacunes) dans une base de 0,1 mm d'épaisseur.

Voilà qui explique bien pourquoi les possibilités des transistors sont limitées en fréquence, en raison du temps de transfert des porteurs de charges élémentaires d'électricité (électrons et lacunes).

Il serait donc impossible de « monter » en fréquence avec des transistors, sans prendre des précautions particulières de conception, il faut réaliser des transistors spéciaux...

Pour pallier les inconvénients dus au temps de transfert trop long aux fréquences élevées, il est bien naturel de songer à *amincir la base*, réduire son épaisseur au minimum compatible, écourtant par là le temps mis par les électrons (et lacunes) à la franchir.

Malheureusement le bénéfice d'une telle opération s'accompagne, en revanche, d'inconvénients que nous devons à l'existence des *capacités parasites* dans les transistors.

Voyons ce qu'on entend par capacités parasites :

Un transistor est constitué par un empilage de trois électrodes : émetteur, base et collecteur. Il existe, entre les électrodes, des capacités dites capacités parasites, puisque les électrodes sont disposées en sandwich, à l'image des armatures d'un condensateur, qui est formé d'armatures conductrices du courant électrique, parallèles, séparées par des couches d'un corps non conducteur de l'électricité. Les capacités inter-électrodes, capacités parasites, se comportent vis-à-vis des signaux alternatifs, auxquels sont soumis les transistors, comme des condensateurs.

La capacité C d'un condensateur est exprimée par la formule :

$$C = \frac{k \ S}{4 \ \pi e}$$

Dans laquelle :

k est le coefficient diélectrique de la couche intermédiaire non conductrice,

S est la surface des armatures,

e est l'épaisseur de la couche non conductrice,

π est 3,1416...

Un simple coup d'œil sur cette formule nous montre que plus la surface S des armatures est petite, plus la capacité C du condensateur est faible ; mais, par contre, plus l'épaisseur e de la couche diélectrique qui sépare les armatures est grande, plus la capacité C du condensateur est faible.

Pour que la capacité d'un condensateur soit petite, il faut donc que la surface de ses armatures soit petite, mais que l'épaisseur de la couche isolante qui sépare ses armatures soit importante.

Nous savons que le condensateur est perméable au courant électrique alternatif. Il offre, au passage de ce courant alternatif, une certaine résistance apparente, appelée capacitance, dont la valeur Z est donnée par l'expression :

$$Z = \frac{1}{2 \ \pi f \ C}$$

dans laquelle :

f est la fréquence du courant alternatif,

C est la capacité du condensateur,

π est 3,1416.

Comme cette capacitance Z est inversement proportionnelle à la fréquence du courant alternatif, plus la fréquence de ce courant est élevée, plus l'impédance Z est faible. Un condensateur présente donc une résis-

tance au passage du courant alternatif qui diminue au fur et à mesure que s'élève la fréquence des signaux alternatifs auxquels il est soumis.

Revenons-en aux capacités parasites de nos transistors.

Au fur et à mesure que nous montons en fréquence, l'impédance des capacités parasites, comme celle de tout condensateur, diminue. Les transistors se laisseront d'autant plus facilement traverser par les courants alter-

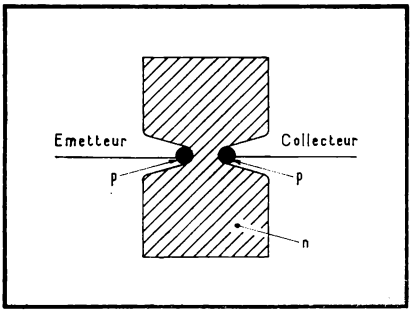


Fig. 12-4. — Le transistor à couche de barrage : voici une solution au problème qui consiste à amincir la base tout en réduisant les surfaces de contact de la base avec l'émetteur et avec le collecteur.

natifs (signaux qu'ils ont à amplifier) que la fréquence de ces courants sera élevée. Cette perméabilité aux courants de haute fréquence se traduit par une sorte de « fuite » en H. F., une altération du fonctionnement, du rendement des transistors dans le cas de signaux H. F. ; on dit que les transistors se comportent mal en haute fréquence. Il importe donc de pallier ces inconvénients, de chercher à minimiser les effets des capacités parasites dans les transistors.

Pour rendre ces derniers moins sensibles aux effets des courants de haute fréquence, il importe que l'impédance présentée par leurs capacités parasites soit aussi grande que possible, pour qu'ils offrent ainsi une très forte résistance au passage des courants alternatifs. Il est donc souhaitable que la valeur des capacités parasites reste extrêmement faible, puisque l'impédance offerte par elles aux courants alternatifs est inversement proportionnelle à la capacité qu'elles représentent.

Or, nous venons de découvrir, au sujet du temps de transfert des électrons et lacunes, qu'il y a intérêt à amincir la base des transistors pour améliorer le comportement de ces derniers aux fréquences élevées. Amincir la base correspond à réduire l'espace entre l'émetteur et le collecteur ; c'est du même coup, nous le savons, réduire l'épaisseur de la couche séparant les armatures des condensateurs parasites, c'est donc augmenter la valeur des capacités parasites. Voilà qui est bien fâcheux : l'amincissement de la base, favorable pour ce qui est de remédier aux effets du temps de transfert des électrons, s'accompagne d'une augmentation de la valeur des capacités parasites des transistors, c'est perdre d'un côté le bénéfice acquis de l'autre...

Voyons s'il est possible d'intervenir, en contrepartie, sur la valeur des capacités parasites, qui augmente lorsque nous réduisons l'épaisseur de la base.

Nous savons que la capacité d'un condensateur dépend de la surface des armatures qui constituent ce condensateur : lorsque la surface des armatures d'un condensateur est petite, la capacité de ce condensateur est également petite.

Il convient donc d'essayer, en l'occurrence, de réduire la surface des « armatures » des capacités parasites ; il faut s'ingénier à réduire les surfaces des émetteurs et des collecteurs par rapport à la base, c'est ce qui se réalise dans la pratique, comme nous allons le voir, pour les transistors à couche de barrage.

Transistors à couche de barrage

Par des artifices spéciaux, reposant sur les lois de l'électrolyse, on creuse, de chaque côté de la base, une sorte de cratère (fig. 12-4). La précision technique est remarquable : on peut, de cette façon, obtenir des bases dont l'épaisseur n'est que de deux millièmes de millimètre, entre les creux des cratères. On dépose ensuite un peu d'indium au fond de ces cratères, obtenant ainsi un transistor *p-n-p*.

Le but recherché est atteint : la base est très mince et cependant les surfaces de contact avec l'émetteur et le collecteur sont considérablement réduites.

Les transistors à couche de barrage fabriqués selon cette technique sont utilisables à des fréquences atteignant 100 MHz.

Transistors à double diffusion

Un autre procédé, encore supérieur quant aux résultats, consiste a prendre une plaquette d'un corps semiconducteur du type *p* et à lui faire subir l'opération de diffusion, pour faire pénétrer dans cette plaquette les dops qui vont créer les zones aux propriétés semiconductrices désirées.

La plaquette de semiconducteur *p*, portée à une température voisine de son point de fusion, est soumise à l'action de l'atmosphère du four, atmosphère qui est chargée en vapeurs de sels métalliques des deux types *p* et *n*, apportant donc des atomes donneurs d'électrons (*n*) et accepteurs d'électrons (*p*). Or, les donneurs d'électrons (*n*) pénètrent plus facilement au sein de la plaquette (*p*) que les accepteurs d'électrons (*p*) car les donneurs ont une vitesse de pénétration supérieure à celle des accepteurs (fig. 12-5).

Il en résulte la formation d'une très mince couche *n*, plus profondément dans la plaquette *p*, que la couche *p* qui se crée au voisinage immédiat de la paroi de la plaquette, laquelle était en contact direct avec l'atmosphère du four, chargée en vapeurs métalliques des corps donneurs (*n*) et accepteurs (*p*).

Ainsi, partant d'une plaquette *p* nous obtenons un transistor *p-n-p*.

Nous ajouterons que la couche *n* qui s'est formée au cœur de la plaquette, couche qui devient la base (*n*) du transistor *p-n-p*, est remarquablement mince : son épaisseur est de l'ordre du millième de millimètre, ce qui permet aux *transistors à double diffusion* d'être *utilisables à des fréquences de 400 MHz*.

Revenons aux capacités parasites gênantes.

Nous avons montré qu'il est tout indiqué de chercher à réduire les capacités parasites, pour améliorer le comportement du transistor aux fréquences élevées.

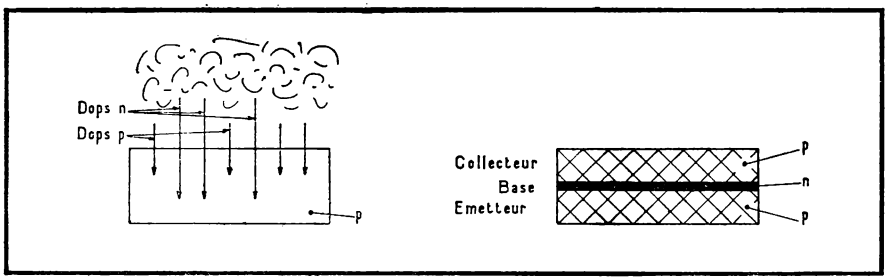


Fig. 12-5. — Partant d'une pastille p, on obtient, par le procédé de double diffusion, un transistor p-n-p.

Nous savons que la capacité d'un condensateur est inversement proportionnelle à l'épaisseur de la couche qui isole ses armatures : plus cette couche est épaisse, plus faible est la capacité du condensateur.

Nous allons voir qu'il est possible de réduire les capacités parasites en espaçant l'émetteur et le collecteur d'un transistor, tout en respectant la mince épaisseur de la base, c'est ce qui nous amène au transistor à zone intrinsèque.

Transistor à zone intrinsèque

Plaçons, entre la base et le collecteur d'un transistor, une couche intermédiaire qui ne soit ni du type *p* ni du type *n*, mais tout simplement une *zone intrinsèque neutre*, conductrice de l'électricité (fig. 12-6).

Le transfert des charges élémentaires d'électricité, électrons et lacunes, s'effectuera fort bien à travers la couche intrinsèque qui est conductrice (de l'électricité). Mais le collecteur est éloigné de l'émetteur, ce qui fait que nous avons espacé les armatures du condensateur parasite, sans entraver pour autant le transfert des charges élémentaires d'électricité (électrons et lacunes). Nous avons de ce fait réduit la valeur des capacités parasites, en écartant leurs armatures. Voilà qui recule la limite des fréquences admissibles par le transistor.

De tels transistors, à zone intrinsèque, sont appelés *transistors p-n-i-p* ou *n-p-i-n*, suivant qu'ils sont issus de transistors *p-n-p* ou *n-p-n* pourvus de la zone intrinsèque *i*.

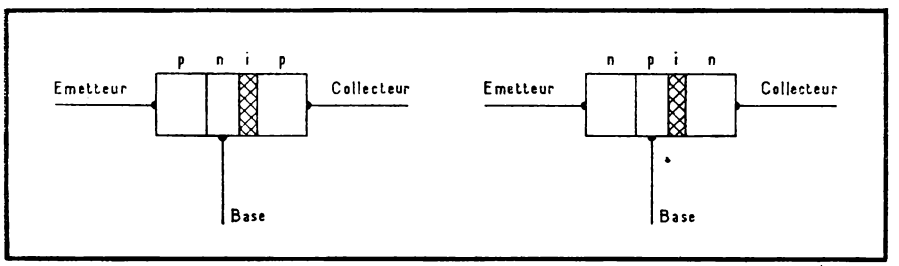


Fig. 12-6. — La base se trouve éloignée du collecteur par la couche intrinsèque, dans les transistors p-n-i-p et n-p-i-n.

Après avoir vu par quels artifices il était possible d'améliorer le comportement des transistors aux fréquences élevées, en intervenant sur l'épaisseur de la base et sur les capacités parasites inter-électrodes, nous allons passer en revue d'autres sortes de transistors, qui sont le fruit de recherches très poussées, de la part des techniciens, dans la course aux U. H. F. (Ultra-Hautes-Fréquences).

Le transistor Mesa

Le transistor Mesa est un transistor pour très hautes fréquences obtenu par la technique de la double diffusion.

Partant d'une plaquette de semiconducteur *p* qui sera le collecteur du futur transistor, on fait pénétrer dans la plaquette des dops *n*, lesquels vont former la zone *n* qui deviendra la base. Ensuite, du même côté, on effectue, toujours par diffusion, la pénétration de dops *p*, cette fois, mais

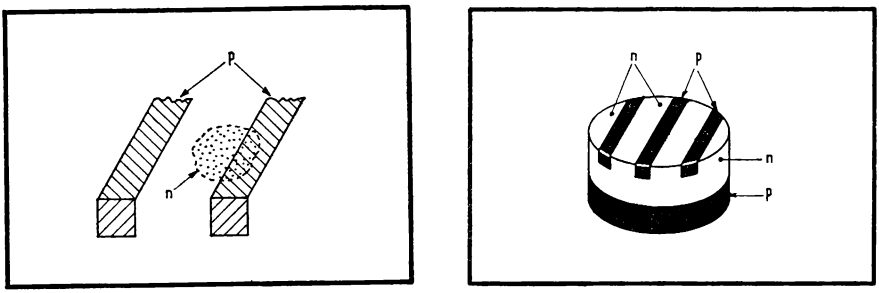


Fig. 12-7. — Les phases consécutives de la fabrication des transistors Mesa.

uniquement sur des bandes étroites et parallèles (fig. 12-7). Cette seconde diffusion a pour effet de réduire considérablement l'épaisseur de la base précédemment constituée. Puis, par un procédé de gravure chimique, on protège, par de minuscules gouttes de cire, des régions mixtes *n* et *p*, sur la surface striée, pour effectuer ensuite une attaque à l'acide. Seules subsisteront les régions mixtes (*p-n*) protégées. Il apparaîtra, en fin d'opération, une multitude de petits transistors d'aspect cylindrique, ayant un collecteur commun (fig. 12-8). Il reste à connecter les bases et les émetteurs entre eux, les liaisons s'effectuent en fil d'or de 0,025 millimètre de diamètre.

Nous ajouterons, pour la curiosité, que l'appellation de Mesa vient tout simplement de l'aspect abrupt des flancs de plateaux montagneux d'Amérique du Sud (plateaux qui portent ce nom).

Le transistor Mesa fonctionne très bien à des fréquences dépassant 100 MHz.

Nous ne pouvons quitter le transistor Mesa sans toucher un mot du transistor *Planar* dont la méthode de fabrication (méthode épitaxiale) diffère de celle du Mesa du fait que l'émetteur et la base du planar se présentent sous la forme de couronnes concentriques, non plus de dômes (fig. 12-8).

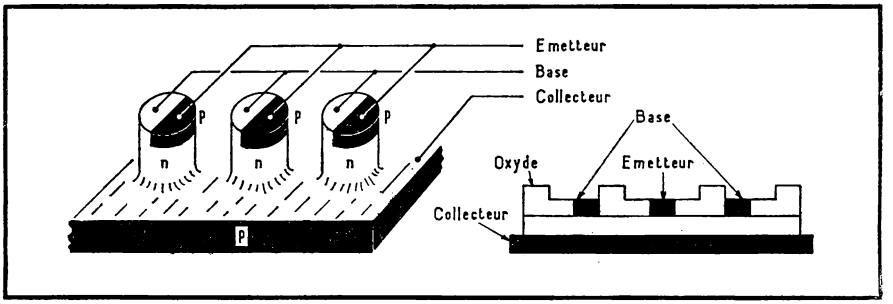


Fig. 12-8. — L'avenir est peut-être au transistor planar.

Le transistor Drift

Un transistor *p-n-p* comprend une base *n*, caractérisée par sa richesse en atomes *n* donneurs d'électrons négatifs, placée entre un émetteur et un collecteur tous deux du type *p*, caractérisés par leur richesse en atomes *p*, accepteurs d'électrons (négatifs) parce que possédant des lacunes (positives).

Un transistor *n-p-n* comporte une base *p* disposée entre un émetteur et un collecteur *n*.

Supposons que, dans un transistor *p-n-p*, la zone de la base *n* en contact direct avec l'émetteur soit plus riche en atomes *n*, donneurs d'électrons, que le reste de la base. Cette zone sera la plus active de la base, car

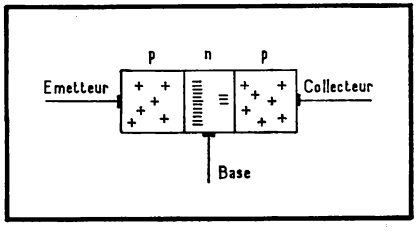


Fig. 12-9. — Dans un transistor drift p-n-p, la zone de la base en contact avec l'émetteur est enrichie en dops n.

les échanges de charges élémentaires d'électricité avec l'émetteur (la base donne des électrons en contrepartie des lacunes fournies par l'émetteur) seront plus faciles, donc plus rapides. Cela se traduit par une accélération, en quelque sorte, du transfert des électrons (et des lacunes) (fig. 12-9).

De ce fait, le temps de transfert des électrons est amélioré, le *transistor drift permet d'atteindre des fréquences de l'ordre de* 1000 MHz (*longueur d'onde* 30 cm).

***

Nous allons maintenant faire la connaissance du transistor tétrode.

Le transistor tétrode

Tétrode signifie : qui comporte quatre électrodes. Tous les transistors sont normalement munis de trois électrodes, fils de connexion permettant, au montage, le raccordement à l'émetteur, la base et le collecteur.

Certains transistors possèdent deux électrodes de connexion prises sur la base. Cette quatrième électrode, supplémentaire, leur donne le nom de *transistor tétrode.*

Donc, la base du transistor tétrode porte deux électrodes de connexion (fig. 12-10). L'électrode B_1 est l'électrode de commande, son rôle est ici absolument identique à celui de l'électrode de la base de n'importe quel transistor (injection du signal à amplifier). Comme chez les autres transistors, l'alimentation de la base d'un transistor tétrode s'effectue négativement (par rapport à l'émetteur) dans le cas du transistor tétrode *p-n-p* (ou positivement, dans le cas du transistor tétrode *n-p-n*). L'électrode de commande B_1 est donc obligatoirement reliée à une source d'alimentation négative, si le transistor tétrode est du type *p-n-p*, ou positive, s'il est du type *n-p-n.*

Mais l'électrode B_2 est connectée à une source de signe opposé à celle de l'électrode B_1, elle est l'*électrode de polarisation* (B_2). Elle est donc raccordée à une source d'alimentation de même signe que celle de l'émetteur. Dans le cas d'un transistor tétrode *p-n-p*, l'électrode de polarisation est reliée à une source d'alimentation positive (dans le transistor tétrode *n-p-n*, la polarisation est négative).

En raison de cette polarisation, il apparaît, au niveau de la prise de l'électrode B_2, une zone qui est polarisée tout comme l'émetteur, ce qui fait que, seule, une partie de la base, par l'électrode de commande B_1, est soumise à un potentiel de signe opposé à celui de l'émetteur. L'aire de jonction émetteur-base est ainsi réduite, ce qui se traduit par une diminution des capacités parasites, puisque la surface des armatures de celles-ci est réduite.

Mais les progrès considérables réalisés dans le domaine des transistors triodes « drift » laissent à penser que le transistor tétrode ne saurait supplanter les transistors classiques triodes, à moins que des améliorations sensibles lui soient un jour apportées...

Sans vouloir entrer, maintenant, dans le détail, nous nous limiterons à mentionner qu'il existe encore d'autres sortes de transistors spéciaux...

Le transistor unijonction

La structure d'un transistor à jonction unique, ou unijonction, est schématisée à la figure 12-11. Ce transistor est constitué par un barreau de semiconducteur *n*, sur lequel a été réalisée, à l'indium, la soudure d'une électrode (l'émetteur), faisant apparaître, dans la région de la soudure, une zone *p*. Nous conviendrons qu'il s'agit plutôt d'une *diode à double base*, puisque les électrodes B_1 et B_2 sont prises, toutes les deux, sur le barreau *n* du transistor unijonction.

Le transistor unijonction est appelé à remplacer, dans l'avenir, deux transistors ordinaires dans certains montages générateurs d'impulsions.

Le transistor à effet de champ

Utilisant les effets d'un champ électrique sur le courant passant dans un semiconducteur, on réalise des transistors à cet effet de champ, qui diffèrent peu, quant à la véritable structure, du transistor unijonction. Selon la forme qu'ils reçoivent, ils prennent le nom de *tecnétron,* d'*alcatron,* etc.

Le thyratron solide

Encore appelé *transistor trijonction,* ou semiconducteur à quatre couches (*p-n-p-n*), ou encore diode *p-n-p-n,* le thyratron solide (par opposition au thyratron à gaz qui est un tube électronique) est un dispositif fonctionnant par tout ou rien...

Il va sans dire que ces transistors très spéciaux ne sont utilisés que dans des montages très particuliers et que leur étude s'éloigne du cadre du présent ouvrage...

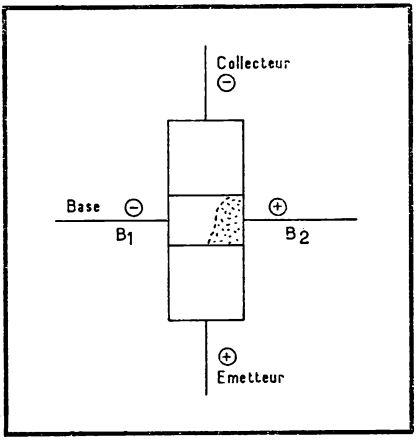


Fig. 12-10. — La base du transistor tétrode p-n-p comporte une électrode de commande (B_1) et une électrode de polarisation (B_2).

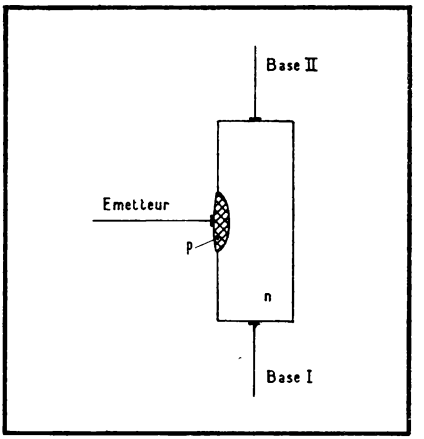


Fig. 12-11. — Le transistor unijonction est constitué par un barreau n sur lequel est effectuée la soudure à l'indium (p) de l'électrode d'émetteur.

Deuxième partie — Les tubes électroniques

Au cours de la première partie de cet ouvrage, nous n'avons traité que des semiconducteurs, diodes et transistors. Dès leur naissance, les semiconducteurs ont conquis, d'emblée, tous les domaines de l'électronique.

Cependant il ne faut pas ignorer que l'électronique utilise également des tubes (électroniques), inventés bien avant que les transistors voient le jour.

Si les hommes avaient d'abord découvert les transistors, au lieu des « lampes », comme on appelle vulgairement les tubes, tout permet de croire que l'apparition aujourd'hui des tubes serait saluée à grand fracas.

Certains ont prétendu que la technique des tubes était épuisée, que les transistors seuls seraient dorénavant utilisés... Pourtant il faut reconnaître que certains tubes électroniques, entre autres les *cathoscopes* (tubes cathodiques, tubes écrans de récepteurs de télévision, de radars, etc.) ne céderont pas leur place aux transistors... à moins que le progrès ne nous apporte des nouveautés bouleversantes, changeant d'un seul coup, peut-être, la façon de penser, dans les laboratoires.

Il est incontestable que les transistors, compte tenu de leurs différences et de leurs ressemblances, de leurs analogies avec les tubes, ont grandement bénéficié de la solide expérience des techniciens en matière de tubes. Ce sont leurs dimensions réduites, leurs faibles exigences en énergie électrique, qui ont contribué, dans une très large mesure, à leur essor, à l'engouement même des techniciens et du public (récepteurs de radio miniatures). Si le domaine des hyperfréquences, il y a quelque temps, semblait leur être interdit, ce qui valait aux tubes un regain de considération, de grandeur, n'oublions surtout pas que les tubes électroniques ne sont pas disparus, que de nouveaux types aux très hautes performances nous sont chaque jour offerts.

Transistors et tubes progressent, avec le progrès, les uns et les autres n'ont donc pas fini de nous étonner...

Nous ne voulons absolument pas prendre parti pour les uns plutôt que pour les autres ; nous allons maintenant étudier les grands principes de base des tubes en nous limitant volontairement aux seuls types de tubes utilisés dans l'électronique moderne, en commençant par la diode à vide...

CHAPITRE 13

LA DIODE A VIDE

Les transistors sont constitués par des assemblages d'éléments semi-conducteurs ; ils sont, physiquement parlant, des solides. Les tubes électroniques sont toujours constitués par des ampoules, des tubes, le plus souvent de verre, dans lesquels on a fait le vide, ou parfois emprisonné un gaz spécial, tel que le néon, dans lesquels on dispose des électrodes.

Nous allons d'abord examiner la *diode,* le plus simple des tubes électroniques, qui n'a que *deux électrodes,* d'où son nom de diode.

La diode

Dans une ampoule de verre, où l'on fait le vide quasi-absolu, on a préalablement disposé, face à face, deux électrodes métalliques : la *cathode* et l'*anode*. Ce tube, comptant deux électrodes, est une *diode à vide.*

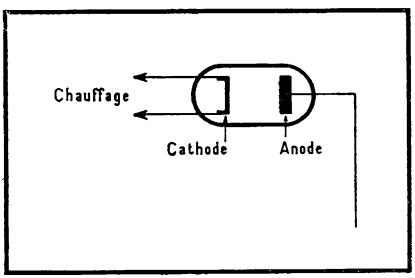


Fig. 13-1. — Une ampoule de verre où l'on fait le vide, après avoir disposé une cathode et une anode : voici la diode à vide, à cathode à chauffage direct.

La cathode est formée d'un filament électrique résistant ; il est donc possible de la chauffer électriquement en branchant ses extrémités aux bornes d'une source d'alimentation de chauffage, au moyen des fils de connexion qui traversent la paroi du tube de verre (fig. 13-1). Toute résistance parcourue par un courant électrique s'échauffe (effet Joule).

L'anode, elle, est constituée par une plaque métallique, conductrice de l'électricité. Elle est munie d'un fil de connexion qui traverse la paroi du tube.

Principe de fonctionnement de la diode à vide

Réalisons le montage dont le schéma est reproduit à la figure 13-2.

Une batterie B_1 assure le chauffage de la cathode. Cette électrode, reliée au pôle moins de la source d'alimentation B_2, se trouve soumise à un potentiel négatif, par rapport à celui de l'anode, car l'anode, seconde électrode de la diode à vide, est reliée au pôle plus de la source d'alimentation B_2. Un milliampèremètre est branché, en série, dans le circuit de l'anode.

L'anode est positive, la cathode est négative.

Fermons les interrupteurs 1 et 2 qui commandent les mises sous tension des circuits électriques.

L'aiguille du milliampèremètre dévie, ce qui traduit l'existence d'un *courant électrique à l'intérieur de la diode à vide, allant de l'anode vers la cathode.*

Un courant électrique, donc, vient de s'établir ; c'est que le courant électrique peut passer dans le vide. L'existence de ce courant, qui franchit l'espace anode-cathode, nous signifie que les électrons, charges élémentaires d'électricité négative, sortent de la cathode pour gagner l'anode.

C'est bien entendu la batterie B_2 qui fournit (générateur) les électrons et lacunes dont le transfert constitue le courant électrique qui circule dans la diode. Ce courant électrique, dont l'intensité se mesure à l'aide du milliampèremètre branché dans le circuit d'alimentation de l'anode, est appelé *courant anodique, désigné par son intensité* I_a.

La cathode, chauffée, émet des électrons, c'est ce qu'on appelle *l'effet thermoélectrique ou effet thermoïonique.* Un tel phénomène ne saurait nous étonner, car il s'explique fort bien.

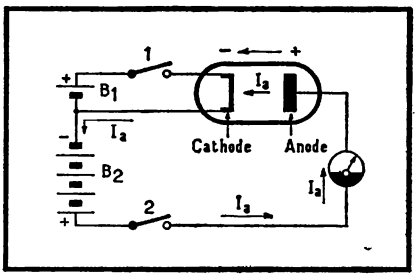


Fig. 13-2. — Lorsque la cathode, chaude, est polarisée négativement par rapport à l'anode, un courant électrique s'établit dans la diode à vide, allant de l'anode vers la cathode.

Nous avons appris que les électrons, négatifs, gravitent inlassablement autour des noyaux, positifs, au sein des atomes. Nous savons que les électrons sont retenus, sur les orbites qu'ils décrivent, par l'attraction des noyaux des atomes. Les électrons, électriquement négatifs, subissent, de la part des noyaux positifs, des forces d'attraction qui maintiennent l'ensemble en équilibre. Mais l'élévation de température de la cathode accélère la vitesse de gravitation des électrons, l'agitation thermique des

électrons peut s'accentuer même au point que certains d'entre eux, échappant à l'attraction des noyaux, quittent la cathode.

Lorsque la cathode est convenablement chauffée, elle émet des électrons... Ces derniers, négatifs, sont attirés par l'anode, électrode positive. Ils quittent donc la cathode pour se diriger vers l'anode ; un

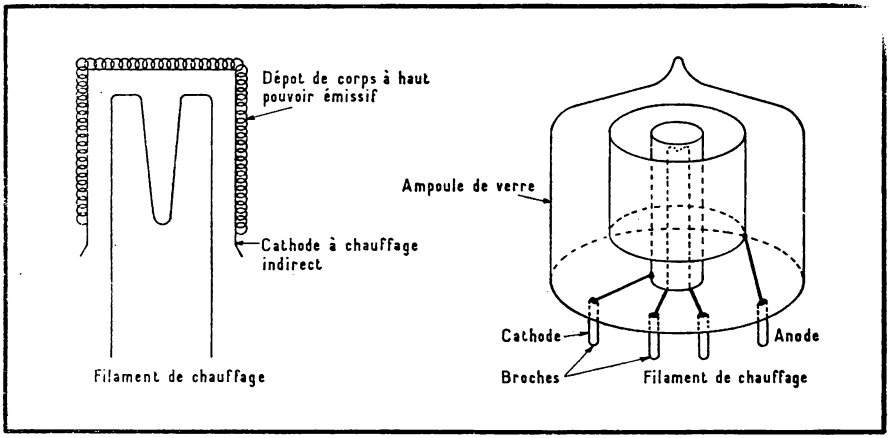


Fig. 13-3. — A gauche : les cathodes des tubes électroniques modernes sont du type à chauffage indirect.
A droite : les broches s'enfichent dans le support qui reçoit la diode, permettant la connexion des électrodes.

courant électrique s'établit donc dans la diode à vide, allant de l'anode à la cathode. Le pôle moins de la source d'alimentation de la diode, relié à la cathode, fournit les électrons ; le pôle plus, de son côté, relié à l'anode, fournit les lacunes.

Précisons que tous les corps ne sont pas susceptibles d'émettre des électrons. *Le pouvoir émissif* exprime l'aptitude qu'ils ont à émettre des électrons, sous l'effet thermoélectronique.

Cathode à chauffage indirect

Les tubes électroniques modernes sont généralement équipés de cathodes à chauffage indirect, c'est-à-dire que les cathodes ne sont pas parcourues directement par le courant électrique de chauffage. Les cathodes à chauffage direct sont fragiles, s'usent très vite, se désagrègent rapidement. Aussi chauffe-t-on les cathodes indirectement.

Les cathodes à chauffage indirect sont constituées par de petits cylindres, généralement en tungstène traité (fig. 13-3), à la surface externe desquels on effectue le dépôt d'un corps à haut pouvoir émissif d'électrons. A l'intérieur des cathodes creuses est placé le filament de chauffage, petite résistance électrique isolée de la cathode elle-même. Les cathodes sont alors indirectement chauffées par les filaments. La durée de vie

des cathodes à chauffage indirect est beaucoup plus longue que celle des cathodes à chauffage direct, qui sont parcourues directement par le courant de chauffage.

Précisons que, dans tous les schémas que nous donnerons, schémas de montages comportant des tubes avec cathodes à chauffage indirect, nous ne représenterons pas le filament de chauffage, cela uniquement pour la clarté des dessins. Mais n'oublions pas que la cathode des tubes électroniques, l'électrode qui émet des électrons, est toujours chauffée, sauf dans certains tubes spéciaux, dits à *cathode froide,* que nous étudierons plus tard.

La diode à vide ne laisse passer le courant électrique que dans le sens anode-cathode

Il est facile de nous en rendre compte en inversant le sens de branchement de la diode aux bornes de la batterie d'alimentation B_2, c'est-à-dire en connectant l'anode au pôle moins de la batterie B_2, la cathode étant reliée au pôle plus de la même batterie.

Il nous était facile d'imaginer cette particularité, en pensant seulement que si l'anode est polarisée négativement, en étant reliée au pôle moins de la batterie B_2, devenue négative elle ne saurait absolument pas attirer les électrons (négatifs) émis par la cathode. Au contraire, les repoussant, elle s'oppose au passage du courant électrique.

Le courant électrique ne peut passer dans la diode à vide si l'anode de celle-ci est polarisée négativement, sa cathode étant polarisée positivement : *la diode à vide n'est conductrice que dans le sens anode-cathode, son anode étant positive par rapport à sa cathode.*

C'est pour cette raison que la diode était autrefois appelée valve ; c'est encore pour cette raison que la diode à vide est avantageusement utilisée pour *redresser* le courant alternatif (transformation de courant alternatif en courant continu).

Caractéristique statique d'une diode

La caractéristique statique d'une diode est la courbe qui représente, graphiquement, les variations de l'intensité du courant anodique I_a, dont elle admet le passage, en fonction de la *tension anodique* V_a, c'est-à-dire de la tension appliquée entre anode et cathode.

Le montage, dont le schéma est reproduit à la figure 13-4, est celui qui est utilisé pour le relevé de la caractéristique statique d'une diode.

Nous avons représenté, ici encore, pour la dernière fois, le circuit de chauffage de la cathode, cathode du type à chauffage indirect.

Par la suite, comme convenu, nous ne figurerons plus, sur les dessins, les filaments de chauffage des cathodes.

Nous remarquerons que l'alimentation de la diode s'effectue, à partir de la batterie B_2, à l'aide d'un potentiomètre diviseur de tension, qui

permet de faire varier le potentiel positif appliqué à l'anode, disons mieux : faire varier la tension anodique V_a, entre anode et cathode.

Traçons la courbe représentative de la variation de l'intensité du courant anodique, courant qui traverse la diode et dont nous mesurerons l'intensité I_a à l'aide du milliampèremètre branché dans le circuit de l'anode, pour différentes valeurs relevées de la tension anodique V_a, lues sur le voltmètre branché entre cathode et anode. Nous obtenons ainsi la caractéristique statique de notre diode, courbe reproduite à la figure 13-5.

Il est à noter que la mesure du courant anodique pourrait fort bien s'effectuer en branchant le milliampèremètre entre la cathode et le point de jonction potentiomètre-pôle moins de la batterie B, car, en effet

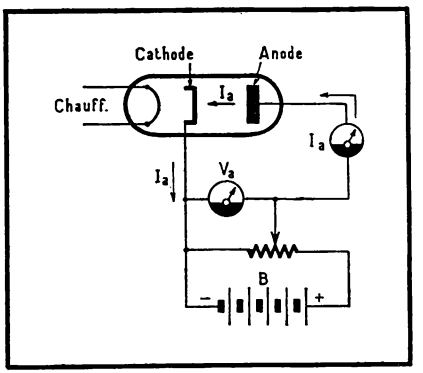


Fig. 13-4. — Le potentiomètre, branché aux bornes de la batterie B, permet d'alimenter la diode sous différentes tensions anodiques.

l'intensité du courant qui parcourt un circuit est la même en tous les points du circuit. On pourrait alors parler de *courant cathodique, rigoureusement égal au courant anodique.*

L'examen de la caractéristique nous révèle que, au fur et à mesure de l'accroissement de la tension anodique V_a, l'intensité du courant anodique I_a croît d'abord très vite, pour varier ensuite linéairement (lorsque la tension anodique passe de 20 à 40 V), passant alors de 5 à 20 mA, pour amorcer ensuite un coude et ne plus augmenter, pratiquement, au delà de 25 mA, alors que la tension anodique V_a varie de 60 à 200 V. L'intensité du courant anodique ne variant plus en fonction de la tension anodique, nous voyons que la diode est alors saturée, d'où le nom de *courant de saturation* donné au courant anodique maximum.

Tension inverse admissible

Nous savons que la diode n'est conductrice que dans le sens anode-cathode : le courant électrique ne circule dans la diode que dans le sens anode-cathode, lorsque l'anode est positive par rapport à la cathode (négative).

Si l'on applique une *tension inverse* à la diode, c'est-à-dire si l'on branche la cathode au pôle plus d'une source d'alimentation, en reliant son anode au pôle moins de cette même source, aucun courant ne s'établit dans la diode. Mais si la tension inverse appliquée est trop

élevée, si elle est supérieure à la tension inverse maximale, toujours indiquée par le fabricant, il se produit un amorçage dans la diode, exactement comme dans un condensateur soumis à une tension continue trop importante : le courant franchit alors quand même l'espace anode-cathode, d'une façon soudaine, brutale. La diode à vide est sérieusement endommagée, sinon détruite, lorsque la tension inverse, qui lui est appliquée, dépasse la tension maximale prescrite par le fabricant.

Résistance interne de la diode à vide

La résistance interne ρ de la diode est définie par le rapport d'une variation ΔV_a de la tension anodique à la variation ΔI_a correspondante de l'intensité du courant anodique.

$$\rho = \Delta V_a / \Delta I_a$$

Rapport d'une variation de tension, exprimée en volts, à une variation d'intensité, exprimée en ampères, elle a bien forme de résistance, exprimée en ohms.

Dans notre exemple choisi (fig. 13-5), lorsque la tension anodique varie de 20 à 40 V, l'intensité du courant anodique I_a varie de 5 à 20 mA. Dans ces conditions, la variation de tension anodique est alors $\Delta V_a = 40 - 20 = 20$ V, correspondant à une variation d'intensité du

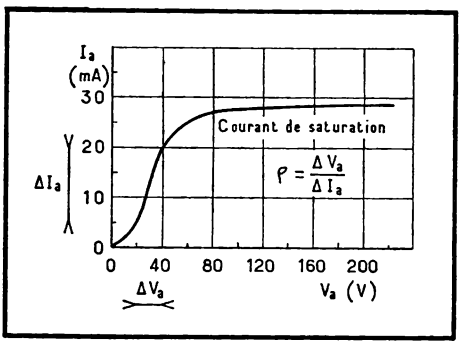


Fig. 13-5. — Au-delà d'une certaine valeur de la tension anodique, ici 60 volts, l'intensité du courant anodique n'augmente plus, la diode est saturée.

courant anodique $\Delta I_a = 20 - 5 = 15$ mA, soit : 0,015 A. La résistance interne ρ de notre diode a alors pour valeur : 20 V/0,015 A = 1333 Ω.

Cette valeur est relativement faible ; la diode à vide n'offre donc pas une résistance importante au passage du courant électrique, lorsqu'elle est conductrice (anode positive, cathode négative) ; sa résistance interne est très faible lorsqu'elle est alimentée directement.

En revanche, lorsque la diode est alimentée inversement, lorsque sa cathode est positive par rapport à son anode (négative), elle s'oppose au passage du courant électrique ; c'est qu'elle présente ainsi une résistance interne très importante au passage du courant inverse. La résistance interne d'une diode à vide, alimentée inversement, peut être réputée infinie, la diode à vide ne conduit le courant électrique que dans un sens.

Diode à vide et diode semiconductrice

Si nous nous rappelons ce qui a été dit au sujet de la diode semiconductrice (chapitre 2), qui présente une résistance interne faible en *alimentation directe* et élevée, mais non pas infinie, en *alimentation inverse*, nous dirons que la diode à vide et la diode semiconductrice sont toutes deux très conductrices du courant, dans un sens, celui qui correspond à l'alimentation directe. Par contre, alimentées inversement, elles sont très résistantes, mais la résistance interne de la diode semiconductrice, en alimentation inverse, est moins importante que celle de la diode à vide, qui peut être qualifiée d'infinie. Cependant ne perdons pas de vue qu'à l'utilisation *il ne faut jamais appliquer, à une diode semiconductrice tout comme à une diode à vide, une tension inverse de valeur supérieure à la valeur maximale* indiquée par le fabricant. Les diodes à vide admettent toutefois des tensions inverses supérieures à celles acceptées par les diodes semiconductrices.

CHAPITRE 14

LE TUBE TRIODE

La diode à vide, le plus simple des tubes électroniques, ne comporte que deux électrodes : la cathode, qui émet des électrons, l'anode, qui attire et capte ceux-ci.

Nous allons maintenant étudier le *tube triode*, qui, comme son nom l'indique, comporte trois électrodes.

Constitution du tube triode

Le tube triode est un tube diode dans lequel est intercalée, entre la cathode et l'anode, une troisième électrode appelée grille, en raison de sa forme. La grille, en effet, est constituée par une petite grille métallique, avec des mailles ; elle est accessible de l'extérieur, électriquement, par un fil de connexion qui traverse la paroi du tube de verre (fig. 14-1).

Influence et rôle de la grille

La cathode est polarisée négativement, l'anode positivement.

La grille peut être polarisée positivement, ou négativement, par rapport à la cathode de la triode, en fonction du potentiel qui lui est appliqué. Si la grille est positive, par rapport à la cathode, elle joue un rôle d'anode. En effet, positive par rapport à la cathode, elle attire les électrons (négatifs) que la cathode émet.

Dans ces conditions, où la grille d'une triode est polarisée positivement, par rapport à la cathode, la grille se comporte donc comme l'anode, comme la plaque d'une diode. Voilà qui n'offre pas grand intérêt, voilà pourquoi la *grille d'une triode est, normalement, polarisée négativement par rapport à la cathode.*

La grille est placée entre la cathode et l'anode. Lorsqu'elle est polarisée négativement, par rapport à la cathode, elle s'oppose au passage

des électrons (négatifs), qui, émis par la cathode, sont attirés par l'anode, laquelle est positive. Or la grille, comme son nom l'indique, n'est pas constituée par une plaque métallique ; elle présente, entre la cathode et l'anode, une espèce de trame, au travers de laquelle peuvent passer les électrons issus de la cathode, qui se rendent à l'anode. De ce fait, les électrons, attirés par l'anode, doivent passer à travers les mailles de la grille, en subissant, de la part de cette électrode, polarisée négativement, des forces de répulsion : *la grille, négative, a tendance à repousser les électrons (négatifs), perturbant leur marche en direction de l'anode.* Il est donc aisé de concevoir que *le rôle de la grille, dans une triode, est très important,* que *la grille gouverne le débit des électrons* émis par la cathode, qui doivent franchir ses mailles pour atteindre l'anode. La grille,

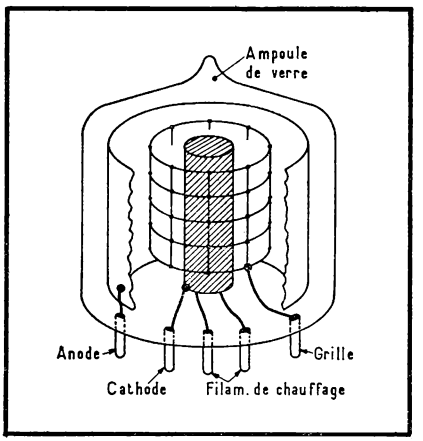


Fig. 14-1. — Cette vue éclatée d'une triode montre que la grille possède des mailles à travers lesquelles passent les électrons.

polarisée négativement, s'oppose donc au passage des électrons attirés par l'anode. Si elle est suffisamment négative pour que tous les électrons soient repoussés vers la cathode, aucun de ces derniers n'atteindra l'anode ; à ce moment-là, on dit que la grille est polarisée au cut-off. Aucun électron n'atteignant l'anode, il ne saurait y avoir d'échange de charges élémentaires d'électricité entre la cathode et l'anode, la cathode émettant des électrons négatifs et l'anode captant ces électrons en fournissant autant de lacunes positives destinées à gagner la cathode. *Lorsque la grille est polarisée au cut-off,* il ne peut y avoir d'échange de charges élémentaires d'électricité entre la cathode et l'anode, *aucun courant électrique ne passe dans la triode.*

Si la grille est moins énergiquement polarisée (négativement) par rapport à la cathode, elle ne repousse plus alors tous les électrons issus de la cathode, certains de ces derniers franchissent ses mailles pour atteindre l'anode, électrode positive. Donc, si la grille est *polarisée au-dessus du cut-off,* c'est-à-dire moins négativement qu'à la tension de cut-off, l'échange d'électrons s'effectue entre la cathode et l'anode, *un courant électrique s'établit à l'intérieur de la triode, allant de l'anode à la cathode.*

Ces considérations nous amènent à conclure que *la tension de polarisation, négative, de la grille* commande le débit des charges élémentaires

d'électricité, électrons et lacunes, à l'intérieur de la triode, *gouverne l'intensité du courant électrique qui passe dans la triode, de l'anode vers la cathode.* C'est pour cette raison que la grille est appelée, bien souvent *grille de commande.*

Paramètres et caractéristiques statiques de la triode

Les *caractéristiques statiques* de la triode sont les courbes représentatives des variations des paramètres tensions et intensité de la triode, l'un en fonction de l'autre, la valeur du troisième étant maintenue constante, *en l'absence de charge anodique,* c'est-à-dire lorsqu'aucune résistance, ou, plus généralement, aucune impédance n'est intercalée entre le pôle plus de la source d'alimentation et l'anode.

Les paramètres en question sont :

I_a, l'intensité du courant anodique dans la triode, courant qui va de l'anode à la cathode ;

V_a, la tension anodique de la triode, tension entre anode et cathode ;

V_g, la tension de polarisation de la grille, par rapport à la cathode.

Pour relever les caractéristiques statiques de la triode, nous utiliserons le montage dont le schéma est reproduit à la figure 14-2. L'alimentation de la triode s'effectue à l'aide de la batterie B_1, qui assure la polarisation négative de la grille et à l'aide de la batterie B_2, qui est chargée de l'alimentation anodique. Le circuit de chauffage du filament n'est pas représenté, comme nous en avons convenu précédemment.

Un potentiomètre P_1 est branché, aux bornes de la batterie B_1 ; son curseur est relié à la grille de la triode. Le montage permet ainsi de faire varier, à volonté, *la tension de polarisation de la grille, tension désignée par le symbole* V_g, dont la valeur se mesure avec le voltmètre V_g. Remarquons que le potentiel de la cathode est fixe, il est celui du pôle « plus » de la batterie B_1, puisque la cathode est directement reliée au pôle « plus » de cette batterie B_1. Par ailleurs, par déplacement du curseur du potentiomètre P_1, on peut appliquer à la grille de la triode une tension de polarisation variable, dont la valeur est comprise entre le potentiel de la cathode (qui est celui du pôle « plus » de la batterie B_1) et le potentiel du pôle « moins » de la batterie B_1, ce qui fait que le potentiel appliqué à la grille est bien négatif par rapport à celui auquel est soumise la cathode. C'est pour cette raison que l'on désigne quelquefois par $-V_g$ la tension de polarisation de la grille, pour bien préciser qu'il s'agit d'une tension négative par rapport à celle de polarisation de la cathode ; c'est ainsi que l'on énoncera, par exemple :

$$V_g = -3\ V \text{ ou } -V_g = 3\ V$$

Mais la cathode est négative par rapport à l'anode, puisque l'anode est reliée au curseur du potentiomètre P_2 qui est branché aux bornes

de la batterie B_2. Le montage permet de faire varier, à volonté, le potentiel appliqué à l'anode de la triode, par déplacement du curseur du potentiomètre P_2. L'anode est ainsi toujours polarisée positivement par rapport à la cathode. Le milliampèremètre I_a permet de mesurer *l'intensité du courant anodique* I_a, alors que le voltmètre V_a, lui, permet de mesurer la *tension anodique* V_a, *tension qui existe entre l'anode et la cathode de la triode.*

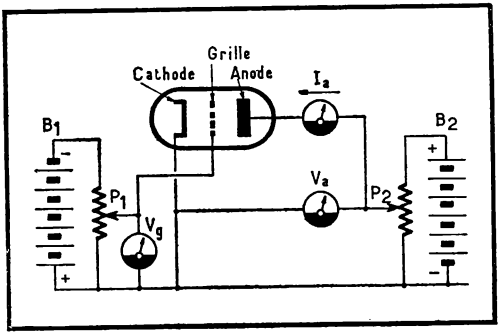


Fig. 14-2. — Les potentiomètres P1 et P2 permettent de faire varier le potentiel de polarisation de la grille et la tension anodique.

Nous relèverons deux réseaux de caractéristiques statiques :

Le réseau :

$$I_a = f(V_a), \quad V_g \text{ constante},$$

c'est-à-dire le réseau des courbes représentatives des variations de l'intensité du courant anodique I_a en fonction des différentes valeurs de la tension anodique V_a, pour des valeurs différentes, mais constantes, de tension V_g de polarisation de la grille ; et nous relèverons également le réseau :

$$I_a = f(V_g), \quad V_a \text{ constante},$$

c'est-à-dire le réseau des courbes représentatives des variations de l'intensité du courant anodique I_a en fonction des différentes valeurs de la tension V_g de polarisation de la grille, pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension anodique V_a.

Caractéristiques $I_a = f(V_a)$, V_g constante

Elles sont reproduites à la figure 14-3. En remarquant leur parallélisme et leur linéarité, nous constaterons que toutes ces caractéristiques résultent sensiblement d'une translation, vers la droite, de la courbe $I_a = f(V_a)$ pour $V_g = 0$ V, caractéristique correspondant à la tension de polarisation de la grille nulle, c'est-à-dire lorsque la grille est soumise au même potentiel que la cathode (curseur du potentiomètre P_1 placé en extrémité, du côté du pôle plus de la batterie B_1).

Nous remarquerons que, pour maintenir une intensité donnée du courant anodique I_a, plus la tension de polarisation V_g de la grille est poussée, plus il faut augmenter la tension anodique V_a. Dans notre exemple, pour maintenir l'intensité du courant anodique à la valeur de 10 mA, il faut que la tension anodique soit de 150 V si la tension de polarisation de la grille est de — 1 V ; mais il faut pousser la tension anodique à 300 V si la tension de polarisation grille est de — 3 V.

Cela s'explique fort bien, comme nous allons le montrer. Le courant anodique est constitué par les électrons qui se rendent de la cathode à l'anode, le courant anodique est par conséquent d'autant plus important, en intensité, que le nombre des électrons qui atteignent l'anode est grand.

Or, plus la grille est polarisée négativement (— 3 V au lieu de — 1 V), plus elle repousse énergiquement les électrons, en direction de la cathode dont ils proviennent. Pour que les électrons échappent à l'action répulsive de la grille, il faut que l'anode exerce sur eux des forces d'attraction qui leur permettent de vaincre l'opposition montrée à leur passage, vers l'anode, par la grille négative. Plus le potentiel positif de l'anode est élevé, plus l'anode attire les électrons, plus le courant anodique est important, en intensité. Mais plus la grille est polarisée, plus elle repousse les électrons... Aussi il est nécessaire d'augmenter la tension anodique V_a pour maintenir constant le débit d'électrons, en d'autres termes pour maintenir constante l'intensité du courant anodique I_a, si l'on pousse la polarisation de la grille V_g.

Résistance interne de la triode

Tout comme dans le cas de la diode, nous pouvons définir, comme paramètre, la *résistance interne de la triode, paramètre désigné par* ρ.

La résistance interne ρ de la triode est définie, pour une tension de polarisation V_g de la grille donnée, par le rapport d'une variation ΔV_a de la tension anodique, à la variation correspondante ΔI_a de l'intensité du courant anodique :

$$\rho = \Delta V_a / \Delta I_a, \text{ pour } V_g \text{ donnée.}$$

Nous avons relevé, par exemple, pour une triode :

$V_g = -5$ V	$V_a = 150$ V	$I_a = 5$ mA
$V_g = -5$ V	$V_a = 160$ V	$I_a = 10$ mA

Lorsque, pour une tension grille V_g de — 5 V, la tension anodique V_a passe de 150 à 160 V, soit $\Delta V_a = 160 - 150 = 10$ V, l'intensité du courant anodique passe de 5 à 10 mA, soit $\Delta I_a = 10 - 5 = 5$ mA ou 0,005 A. Le rapport $\Delta V_a / \Delta I_a = 10$ V/0,005 A = 2000 Ω.

Le rapport d'une tension à une intensité s'exprimant en ohms (résistance), le rapport $\rho = \Delta V_a / \Delta I_a$ a bien caractère de résistance.

Dans notre exemple, la résistance interne ρ de la triode choisie a pour valeur 2000 Ω, mais il faut préciser que cette valeur de $\rho = 2000$ Ω est exprimée pour une tension grille de — 5 V.

Caractéristiques $I_a = f(V_g)$, V_a constante

Ces courbes représentatives des variations de l'intensité I_a du courant anodique en fonction des variations de la tension V_g de polarisation de la grille, pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension anodique V_a, courbes relevées avec le même montage que précédemment, dont le schéma est celui reproduit à la figure 14-2, sont données à la figure 14-4.

Là encore nous remarquerons le *parallélisme et la linéarité des caractéristiques* $I_a = f(V_g), V_a$ *constante.*

L'examen de ces caractéristiques nous révèle que de *faibles variations du potentiel de la grille engendrent des variations importantes de l'intensité du courant anodique.*

Par exemple, pour une tension anodique, tension entre anode et cathode, de 200 V, nous voyons que, lorsque le potentiel de la grille passe de — 2 V à — 1 V, l'intensité du courant anodique passe de 5 à 10 mA.

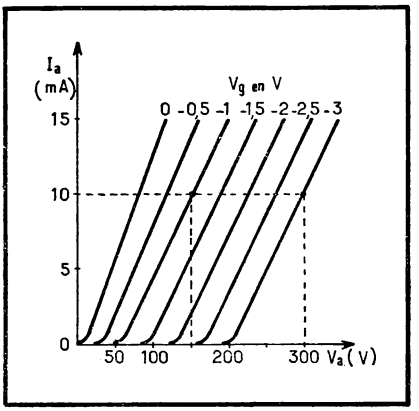


Fig. 14-3. — Pour maintenir l'intensité du courant anodique à la même valeur, il faut augmenter la tension anodique si l'on pousse la polarisation négative de la grille.

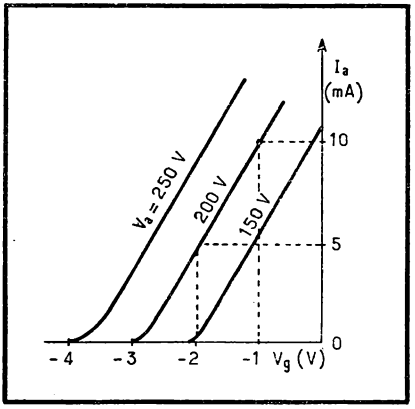


Fig. 14-4. — Pour une tension anodique V_a de 200 volts, la tension de cut-off de cette triode est de — 3 volts.

Une telle constatation est, à nos yeux, très importante, car il nous apparaît ici que *la triode possède des propriétés amplificatrices.* Il nous suffit de faire varier son potentiel de grille pour provoquer des variations importantes, mais proportionnelles, de son courant anodique. Ces variations de courant anodique engendrent, en effet, dans la résistance de charge que nous intercalerons dans le circuit d'anode, résistance parcourue par le courant anodique, des variations de tension qui sont la réplique, amplifiées, des variations du potentiel de polarisation de la grille. La triode peut donc amplifier un signal qu'on lui injecte, c'est ce que nous étudierons lors de la mise en œuvre de la triode. Nous opérerons, à cet effet, pratiquement comme nous l'avons appris avec les transistors.

En examinant le réseau des caractéristiques $I_a = f(V_g)$, V_a constante, nous remarquerons encore que, pour une tension anodique donnée, le courant anodique ne prend naissance que lorsque le potentiel négatif de polarisation de la grille atteint une certaine valeur, qui est la *tension de cut-off* que nous avons définie précédemment. Sur ce réseau de caractéristiques nous voyons qu'il faut que le potentiel de la grille soit supérieur à — 3 V, pour qu'apparaisse un courant anodique dans la triode. La tension de cuf-off est donc, pour cette triode, de — 3 V, quand sa tension anodique est de 200 V.

Réseau complet des caractéristiques

Il est commode et avantageux de réunir, en un même graphique, les réseaux des caractéristiques $I_a = f(V_a)$, V_g constante et $I_a = f(V_g)$, V_a constante, comme le montre la figure 14-5. Nous retrouvons, dans la partie gauche du graphique, le réseau des caractéristiques $I_a = f(V_g)$, V_a constante, alors que dans la partie droite de ce graphique est tracé le réseau $I_a = f(V_a)$, V_g constante. En outre, dans cette même partie de graphique, a été tracée *l'hyperbole de dissipation de puissance maximale.* Il est bien évident que, dans l'anode de la triode, une certaine puissance, dite puissance anodique, est développée. Cette puissance P_a est déterminée par le produit de la tension anodique V_a (en volts) par l'intensité I_a du courant anodique (en ampères) ; $P_a = V_a \times I_a$. Les fabricants indiquent, pour chacun des tubes électroniques qu'ils mettent à notre disposition, tout comme pour les transistors, une *puissance anodique maximale admissible.* Il convient de limiter la puissance anodique en dessous de la valeur maximale admissible, sous peine d'endommager le tube électronique, voire de provoquer sa destruction prématurée.

CONSTRUCTION DU RÉSEAU COMPLET A PARTIR DE L'UN DES DEUX RÉSEAUX DES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES.

Disposant de l'un des deux réseaux de caractéristiques statiques, par exemple du réseau $I_a = f(V_a)$, V_g constante, dans la partie droite du graphique (fig. 14-5), il est très facile de tracer l'autre réseau $I_a = f(V_g)$, V_a constante, dans la partie gauche du graphique.

Partant, dans la partie droite du graphique, du point 150 V, sur l'échelle V_a, montons verticalement jusqu'au point A, où cette verticale, issue du point $V_a = 150$ V, rencontre la courbe $I_a = f(V_a)$ pour $V_g = -2{,}5$ V. Nous savons que, lorsque $V_a = 150$ V, si la tension de grille est de — 2,5 V, l'intensité du courant anodique I_a est alors de 10 mA (valeur lue sur l'échelle verticale I_a) au point d'intersection de la droite horizontale, passant par A, avec l'échelle verticale I_a. Prolongeons, vers la gauche, cette droite horizontale passant par A, jusqu'au point A', où elle rencontre, dans la partie gauche du graphique, la verticale issue du point $V_g = -2{,}5$ V, sur l'échelle (horizontale) V_g.

Le point A' correspond à une valeur $I = 10$ mA, pour $V_a = 150$ V, avec $V_g = -2{,}5$ V. Ce point A' est donc situé sur la caractéristique $I_a = f(V_g)$, pour $V_a = 150$ V, lorsque la valeur de V_g est de $-2{,}5$ V. Le point A' est donc un point de la caractéristique $I_a = f(V_g)$, pour $V_a = 150$ V.

A partir du point $V_a = 150$ V, dans le réseau $I_a = f(V_a)$ V_g constante, dans la partie droite du graphique, nous déterminerons les autres points B, C, etc... correspondant aux tensions de grille -5, $-7{,}5$ V, et nous pourrons, par le même procédé de construction graphique, déterminer les points B', C', etc., qui sont tous situés sur la caractéristique $I_a = f(V_g)$ pour $V_a = 150$ V, de la partie gauche du graphique. Ainsi nous obtiendrons la courbe $I_a = f(V_g)$, pour les différentes valeurs prises

par V_g, tension de polarisation de la grille, pour une même valeur de $V_a = 150$ V, valeur constante de tension anodique.

En recommençant les mêmes constructions graphiques, à partir de différents points sur l'échelle V_a du réseau $I_a = f(V_a)$, V_g constante, nous tracerions les courbes correspondantes du réseau $I_a = f(V_g)$, V_a constante, pour chacune des valeurs choisies sur l'échelle V_a. Nous aurions alors le réseau $I_a = f(V_g)$, pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension anodique V_a, réseau de la partie gauche du graphique complet.

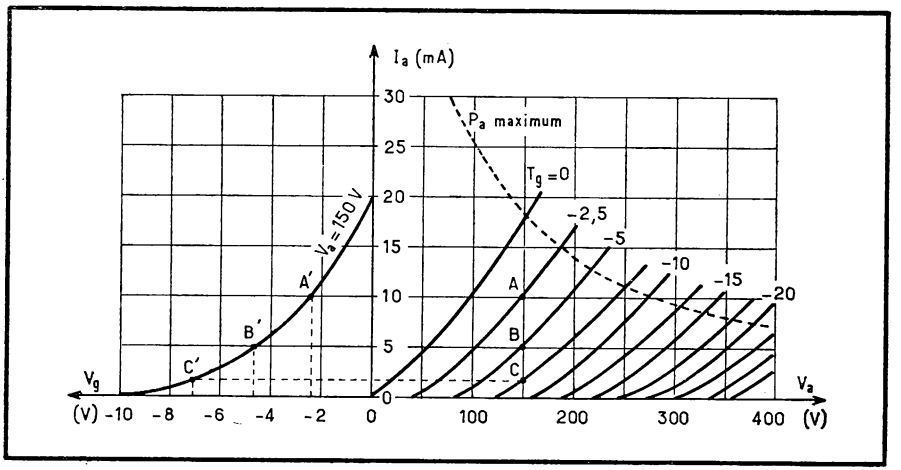


Fig. 14-5. — Possédant l'un des deux réseaux des caractéristiques statiques d'une triode, il est facile de construire l'autre, graphiquement, point par point.

Il est bien évident que, par le même procédé, dans le sens inverse de construction graphique, nous pourrions aussi bien, à partir du réseau $I_a = f(V_g)$, V_a constante, de la partie gauche du graphique, que nous posséderions, tracer le réseau $I_a = f(V_a)$, V_g constante, dans la partie droite du graphique complet.

Pente de la triode

Introduisons maintenant un nouveau paramètre, la *pente*.

La pente s *d'une triode est exprimée par le rapport de l'accroissement* ΔI_a *de l'intensité du courant anodique à l'accroissement* ΔV_g *du potentiel de polarisation de la grille qui en est la cause, la tension anodique ne variant pas.*

$$s = \Delta I_a / \Delta V_g, \text{ pour } V_a \text{ donnée.}$$

La pente s'exprime en milliampères par volt.

Si, pour une valeur donnée de la tension anodique, une variation de 2 V du potentiel de la grille provoque une variation de 10 mA du courant anodique, la pente de la triode considérée, pour la valeur particulière de la tension anodique donnée, a pour valeur $s = 10$ mA/2 V $= 5$ mA/V.

Coefficient d'amplification de la triode

Précédemment, nous avons découvert qu'une variation ΔV_g du potentiel de la grille engendre une variation importante ΔI_a de l'intensité du courant anodique, dans la triode. Nous apprendrons à utiliser cette propriété, dans l'amplification. Un signal injecté entre la grille et la cathode modifie le potentiel de polarisation de la grille, fait varier l'intensité du courant anodique. Ces variations d'intensité du courant anodique engendrent, dans une résistance de charge intercalée entre le pôle « plus » de la source d'alimentation et l'anode, des chutes de tension variant à l'image du signal injecté. Nous avons étudié déjà, avec les transistors, la fonction amplificatrice ; nous verrons que les méthodes mises en œuvre avec la triode sont analogues... Or nous savons qu'une variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique peut, également, être engendrée par une variation ΔV_a de la tension anodique (se rappeler ce qui a été vu au sujet de la résistance interne ρ).

Nous pouvons donc comparer une variation ΔV_a de la tension anodique, qui correspondrait à une variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique, à la variation ΔV_g de la tension de polarisation de la grille, qui provoquerait la même variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique. Un tel rapport, de deux variations de tensions, est, comme on dit, *le nombre qui traduit de combien de fois la variation* ΔV_a *de la tension anodique est plus importante que la variation correspondante* ΔV_g *de la tension de polarisation de la grille : il s'agit d'un nouveau paramètre : le coefficient d'amplification de la triode,* désigné par K

$$K = \Delta V_a / \Delta V_g \text{ pour } \Delta I_a \text{ donné.}$$

Equation fondamentale de la triode

Formons le produit $\rho . s$, produit de la résistance interne ρ ($\rho = \Delta V_a / \Delta I_a$) par la pente s ($s = \Delta I_a / \Delta V_g$) nous obtenons

$$\rho . s = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \times \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$$

Les termes ΔI_a disparaissent, il subsiste

$$\rho . s = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$$

Comme nous savons que le coefficient d'amplification K est exprimé par le rapport $\Delta V_a / \Delta V_g$, nous avons donc :

$$K = \rho . s$$

formule intéressante qui permet d'évaluer le coefficient d'amplification d'une triode, connaissant sa résistance interne ρ et sa pente s, paramètres toujours indiqués par le fabricant.

Lorsqu'on produit simultanément un accroissement ΔV_a de la tension anodique et un accroissement ΔV_g de la tension grille, le courant anodique I_a subit un accroissement qui est la somme des accroissements élémentaires provoqués par chacune des causes considérée seule.

Appelons ΔI_a la variation totale de l'intensité du courant anodique. Cette variation ΔI_a est la somme de la variation élémentaire AI_{a1} (du courant anodique) due à l'accroissement ΔV_a de la tension anodique, et de la variation élémentaire ΔI_{a2} (du courant anodique) due à l'accroissement ΔV_g de la tension de grille :

$$\Delta I_a = \Delta I_{a1} + \Delta I_{a2}$$

Par définition de la résistance interne ρ de la triode, $\rho = \Delta V_a / \Delta I_a$, lorsque la tension anodique croît, seule, de ΔV_a, l'accroissement de l'intensité du courant anodique est alors ΔI_{a1} ; donc nous écrirons :

$\rho = \Delta V_a / \Delta I_{a1}$, ce qui nous donne $\Delta I_{a1} = \dfrac{\Delta V_a}{\rho}$

Par définition de la pente s de la triode, $s = \Delta I_a / \Delta V_g$, lorsque la tension de grille croît, seule, de ΔV_g, l'accroissement de l'intensité du courant anodique est alors ΔI_{a2} ; donc nous écrirons :

$s = \Delta I_{a2} / \Delta V_g$, ce qui nous donne $\Delta I_{a2} = s.\ \Delta V_g$

En cas de variations simultanées ΔV_a de la tension anodique et ΔV_g de la tension de grille, la variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique est alors la somme des variations élémentaires :

$$\Delta I_{a1} \text{ et } \Delta I_{a2}$$

Nous avons donc :

$$\Delta I_a = \Delta I_{a1} + \Delta I_{a2}$$

avec :

$$\Delta I_{a1} = \Delta V_a / \rho$$

et $\Delta I_{a2} = s\ \Delta V_g$
donc $\Delta I_a = \Delta V_a / \rho + s\ \Delta V_g$

Multiplions tous les termes par ρ, nous avons

$$\rho\ \Delta I_a = \rho . \frac{\Delta V_2}{\rho} + (\rho .\ s .\ \Delta V_g)$$

Comme nous savons que $K = \rho . s$, nous obtenons

$$\boxed{\rho\ \Delta I_a = \Delta V_a + K\ \Delta V_g}$$

Cette relation est l'équation fondamentale de la triode.

Après avoir étudié ses caractéristiques statiques et défini ses paramètres, nous allons voir comment utiliser les propriétés amplificatrices de la triode.

CHAPITRE 15

CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES DE LA TRIODE ET L'AMPLIFICATION

Maintenant que nous savons relever les caractéristiques statiques de la triode, nous allons apprendre à nous servir de ces réseaux de courbes, en vue de l'utilisation de la triode en amplificatrice.

Rôle de la résistance de charge

Nous savons que de faibles variations du potentiel de la grille d'une triode engendrent des variations importantes, proportionnelles, de l'intensité de son courant anodique ; il est facile de traduire ces variations d'intensité du courant anodique sous forme de variations de tension, en intercalant, dans le circuit anodique de la triode, une résistance dite *résistance de charge,* qui est parcourue par le courant anodique.

Reportons-nous au schéma reproduit à la figure 15-1.

Un signal alternatif à amplifier est appliqué entre les bornes d'entrée, c'est-à-dire entre le pôle « moins » de la batterie B_1, chargée de la polarisation de la grille et la grille elle-même. Les variations de tension du signal alternatif appliqué à la grille, variations du *signal entrée,* sont transmises au potentiel de la grille ; le signal entrée impose sa loi de variation au potentiel de polarisation de la grille. Il en résulte donc une variation du potentiel de grille, au rythme, à l'image du signal entrée, ce qui provoque des variations correspondantes, amplifiées, de l'intensité du courant anodique.

Dans le circuit anodique de notre triode est intercalée une résistance placée entre le pôle « plus » de la batterie B_2, qui assure l'alimentation anodique, et l'anode elle-même. Cette résistance, dite *résistance de charge,* est donc parcourue par le courant anodique, dont le passage provoque, au long de cette résistance de charge, une chute de tension dont la valeur est exprimée, en volts, par le produit $R \times I_a$, dans lequel R est la résistance, en ohms, de la résistance de charge, et I_a l'intensité du courant anodique en ampères.

Au repos, c'est-à-dire en l'absence de signal injecté dans la grille, le potentiel de la grille ne varie pas, il est celui, fixe, du pôle moins de la

batterie B_1 ; le courant anodique possède alors une certaine intensité, *intensité au repos* qui ne varie pas, et qui fait que la chute de tension fixe, dans la résistance de charge, amène le potentiel de l'anode à une valeur fixe. Le potentiel anodique est inférieur au potentiel du pôle « plus » de la batterie d'alimentation B_2, du fait de la chute de tension dans la résistance de charge. Le potentiel de l'anode, au repos, est alors égal au potentiel du pôle « plus » de la batterie B_2, duquel il faut déduire la chute de tension $R \times I_a$ dans la résistance de charge.

V_a au repos est le potentiel du pôle « plus » de B_2 — $(R \times I_a)$.

Injectons un signal entrée dans la grille. Il s'ensuit des variations du potentiel de la grille, au rythme du signal ; les variations du potentiel de la grille provoquent des variations importantes, mais proportionnelles, de l'intensité du courant anodique de part et d'autre de sa valeur au repos (I_a au repos). La chute de tension, au long de la résistance de charge R, exprimée par le produit $R \times I_a$, est modifiée en fonction des variations de l'intensité du courant anodique. Voilà qui fait que le potentiel de l'anode varie également, comme celui de la grille, mais d'une façon beaucoup plus importante, bien que proportionnellement, du fait de l'amplification.

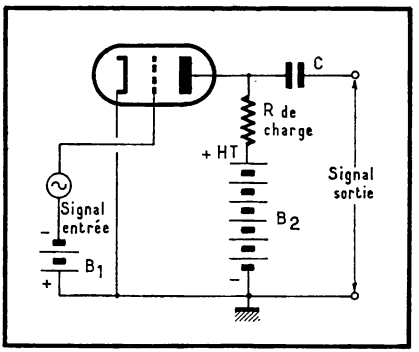


Fig. 15-1. — La résistance R charge l'anode de la triode. Le condensateur C, en bloquant la composante continue de la tension anodique résultante, permet l'extraction du signal de sortie, réplique amplifiée du signal d'entrée.

Le potentiel de l'anode résulte de deux composantes :

Une tension *composante continue,* fixe, c'est la tension anodique au repos, à laquelle est superposée une *composante alternative,* due aux variations de l'intensité du courant anodique, conséquences de l'amplification du signal entrée.

La composante alternative, seule, nous intéresse, puisqu'elle est le résultat de l'amplification.

Si nous plaçons un condensateur C comme indiqué à la figure 15-1, seule la composante alternative du potentiel anodique peut passer à travers le condensateur, puisque le condensateur s'oppose au passage de la composante continue.

Il est donc facile d'extraire, à l'aide du condensateur C, la composante alternative apparue au niveau de l'anode.

Réplique de la tension alternative du signal entrée, amplifiée, cette composante alternative est appelée *signal sortie.* Le signal sortie est dis-

ponible entre l'armature du condensateur C non connectée à l'anode et le pôle « moins » de la batterie B_2. Ce pôle est autant dire toujours relié à la masse générale du montage.

Nous voyons qu'il est indispensable de charger l'anode d'une triode par une résistance de charge, pour utiliser les propriétés amplificatrices de la triode. Mais nous remarquerons qu'il est avantageux de remplacer la résistance de charge par une inductance : nous savons, en effet, qu'une inductance (bobine) présente une résistance (disons mieux : impédance) très élevée au passage du courant alternatif, ce qui permet de recueillir, entre ses extrémités, des variations de chute de tension plus importantes qu'avec une résistance pure. Une inductance idéale devrait posséder une résistance nulle au passage du courant continu (résistance ohmique), mais un coefficient de self-induction très grand, puisque l'impédance Z de l'inductance est proportionnelle à son coefficient de self-induction L et à la fréquence du signal alternatif auquel elle est soumise ($Z = 2 \pi f L$, f étant la fréquence du signal).

Caractéristique dynamique : la droite de charge

Nous venons de voir que le potentiel anodique de la triode est inférieur au potentiel du pôle plus de la batterie d'alimentation, puisque la résistance de charge de l'anode est le siège d'une chute de tension ($R \times I_a$).

En l'absence du signal entrée à amplifier, le tube est au repos, sa tension anodique est alors égale au potentiel du pôle plus de la batterie d'alimentation, moins la chute de tension au repos dans la résistance de charge (V_a au repos).

Supposons que, dans les conditions de repos, c'est-à-dire en l'absence de signal entrée à amplifier, la grille de notre triode soit polarisée, par exemple, sous une tension de — 4 V, que cette tension de polarisation grille commande alors un courant anodique, au repos, d'intensité 10 mA, soit 0,01 A, cela, bien entendu, pour une triode donnée.

Si la résistance de charge, que nous intercalons dans le circuit anodique, a, par exemple, une valeur de 15 000 Ω, la chute de tension, à vide, au repos, en l'absence du signal entrée, est alors de : 15 000 Ω × 0,01 A = 150 V. Si le potentiel du pôle « plus » de la batterie B_2 est de + 300 V, le potentiel de l'anode est alors, au repos, de 300 — 150 = 150 V ; la tension anodique au repos, en l'absence du signal injecté dans l'entrée, est donc ici de 150 V.

Dès l'instant où nous injectons un signal dans la grille de notre triode, le potentiel anodique de cette dernière varie. Inférieur, en valeur, au potentiel du pôle plus de la batterie d'alimentation, il ne peut varier qu'entre deux limites maximales possibles qui sont le potentiel zéro volt et le potentiel du pôle plus de la batterie.

Pour que la tension anodique V_a soit nulle ($V_a = 0$ V), il faut que la chute de tension dans la résistance de charge de l'anode soit de 300 V, si le potentiel du pôle « plus » de la batterie d'alimentation est de 300 V.

Comme la résistance de charge a une valeur de 15 000 Ω, l'intensité du courant anodique doit alors être de 300 V/15 000 Ω, soit 0,02 A, ou 20 mA.

Dans la partie droite du graphique de la figure 15-2, correspondant au réseau des caractéristiques statiques $I_a = f(V_a)$, V_g constante, portons, sur l'échelle I_a le point A, d'ordonnée 20 mA. Ce point A figure le point limite du fonctionnement de la triode, pour $V_a = 0$ V et $I_a = 20$ mA.

La valeur maximale possible du potentiel anodique est, nous le savons, de + 300 V, dans l'exemple que nous avons choisi.

Pour que la tension anodique V_a soit de 300 V, il faut que la chute de tension dans la résistance de charge R soit nulle. En d'autres termes, il faut donc que l'intensité I_a du courant anodique soit nulle, puisque le produit $R \times I_a$, qui exprime la chute de tension dans la résistance de charge, doit être nul en valeur.

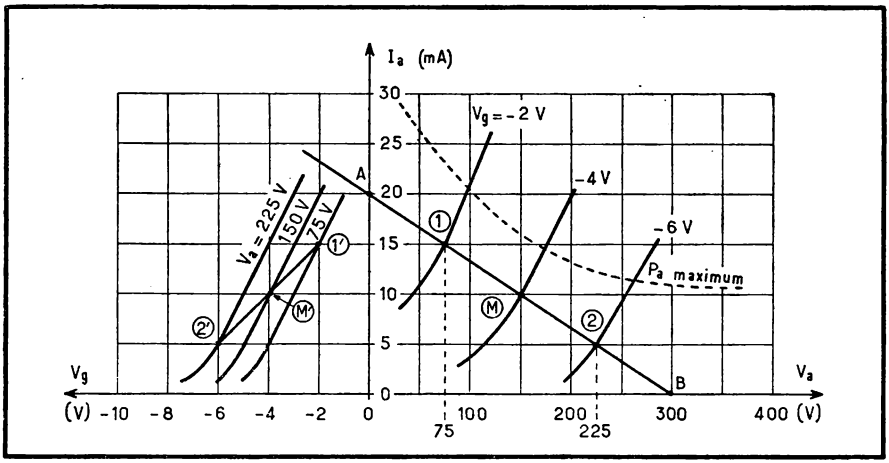


Fig. 15-2. — La droite de charge (AMB) est une caractéristique dynamique. Elle traduit, graphiquement, les variations de l'intensité du courant anodique, lorsqu'un signal est injecté dans la grille de commande de la triode.

Portons donc, sur l'échelle horizontale V_a, sur le même graphique (caractéristiques statiques $I_a = f(V_a)$, V_g constante, dans la même partie du graphique de la figure 15-2), le point B, d'abscisse $V_a = 300$ V.

Le point figuratif B correspond à une tension anodique $V_a = 300$ V, alors que l'intensité du courant anodique est nulle (I_a = zéro mA).

En joignant les deux points A et B, ainsi déterminés, nous obtenons la droite de charge de la résistance R (ici de 15 000 Ω), qui est le lieu géométrique de tous les points figuratifs de fonctionnement de notre triode. La droite de charge est, en effet, la droite qui représente la variation linéaire de la tension anodique entre les deux valeurs limites zéro volt et + 300 V.

Nous constaterons que le point M est le point figuratif de fonctionnement, au repos, en l'absence du signal entrée, correspondant à la tension anodique au repos de 150 V, valeur déterminée au début du paragraphe, ainsi qu'à l'intensité du courant anodique au repos de 10 mA, calculée en même temps que la tension anodique au repos. Le point M est situé sur la droite de charge AB que nous venons de tracer.

La droite de charge est une caractéristique dynamique, puisqu'elle nous renseigne sur la valeur de la tension anodique et sur la valeur de l'intensité du courant anodique de la triode en fonctionnement.

La résistance de charge R ayant une valeur choisie, ici, de 15 000 Ω, le point figuratif de fonctionnement de la triode se déplace donc sur la droite de charge AMB que nous venons de tracer, de part et d'autre du point M, point figuratif de fonctionnement à vide, en l'absence du signal entrée injecté dans la grille.

Imaginons que l'application d'un signal entrée fasse varier l'intensité du courant anodique de notre triode, de plus à moins 5 mA de part et d'autre de la valeur, au repos (point M), de 10 mA. Voilà qui provoque une variation de l'intensité du courant anodique entre 5 et 15 mA. L'examen de la droite de charge nous apprend qu'avec la résistance de charge de 15 000 Ω, pour laquelle la droite de charge a été tracée, la tension anodique de la triode varie entre 75 et 225 V (fig. 15-2) ; le point figuratif M se déplace, sur la droite, entre les points limites (1) qui correspond à la valeur $V_a = 75$ V et (2), qui correspond à la valeur $V_a = 225$ V, pour des intensités de courant anodique de 15 mA (1), et 5 mA (2).

Or les points (1), M et (2), dans la partie droite du graphique de la figure 15-2, où sont tracées les caractéristiques (statiques) $I_a = f\ (V_a)$ V_g constante, courbes représentatives des variations de l'intensité du courant anodique I_a en fonction de la tension anodique V_a, pour diverses valeurs constantes de la tension de polarisation de la grille, sont situés à l'intersection de la droite de charge AMB avec les caractéristiques relevées pour $V_g = -2$ V, point (1) $V_g = 4$ V, point M et $V_g = -6$ V, point (2).

Les points (1'), M' et (2') appartiennent au réseau des autres caractéristiques $I_a = f\ (V_g)$, V_a constante, réseau des courbes représentatives des variations de l'intensité du courant anodique I_a en fonction de la tension de polarisation de la grille V_g, relevées pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension anodique V_a, tracées dans la partie gauche du graphique de la figure 15-2. Les points (1'), M' et (2') correspondent aux points 1, M et 2, respectivement situés sur les courbes caractéristiques tracées pour les valeurs de $V_a = 75$ V, point 1' ; $V_a = 150$ V, point M' et $V_a = 225$ V, point (2').

Le point (1') correspond à une tension grille de — 2 V, le point M' à une tension grille de — 4 V et le point (2') à une tension grille de — 6 V. Cela signifie que le signal entrée, injecté dans la grille de notre triode, fait varier le potentiel de la grille entre les deux valeurs limites — 6 V et — 2 V, c'est-à-dire de 2 V de part et d'autre de la valeur médiane — 4 V. Cette valeur moyenne $V_g = -4$ V correspond à un courant anodique, au repos, de 10 mA, lequel courant occasionne une chute de tension de 150 V dans la résistance de charge R de 15 000 Ω, ce qui nous vaut une tension anodique, au repos, de 150 V.

Le point figuratif M' du fonctionnement de la triode, quant aux variations du potentiel de polarisation de la grille, se déplace sur le segment 2' M' I' alors que le point figuratif M, qui traduit les fluctuations

de l'intensité du courant anodique de la triode en fonctionnement, se déplace sur le segment (1) M (2), de la droite de charge AMB.

Un simple coup d'œil sur les valeurs prises par le potentiel de la grille et par la tension anodique nous fait découvrir que plus la grille est négative, plus la tension anodique est positive et inversement : lorsque la tension grille est de — 6 V, la tension anodique est de + 225 V ; lorsque la tension grille est de — 2 V, la tension anodique est alors de + 75 V. La tension anodique variant à l'inverse de la tension grille, *le signal sortie est en opposition de phase avec le signal entrée.*

Mise en œuvre de la triode amplificatrice

La tension anodique V_a, au repos, c'est-à-dire en l'absence du signal entrée et la tension de polarisation de grille, V_g, au repos, doivent placer la triode dans les conditions favorables à un fonctionnement désiré. Elles définissent un point de repos M, qui se déplace sur la droite de charge, dès qu'un signal entrée est injecté dans la grille. Le point de repos M

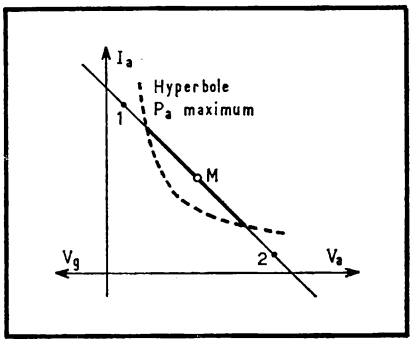


Fig. 15-3. — Le point figuratif M, du fonctionnement de la triode, peut fort bien pénétrer à l'intérieur de la zone délimitée par l'hyperbole de puissance anodique maximale admissible, à condition que la puissance anodique totale développée reste inférieure, en valeur, à la puissance maximale prescrite par le fabricant du tube électronique.

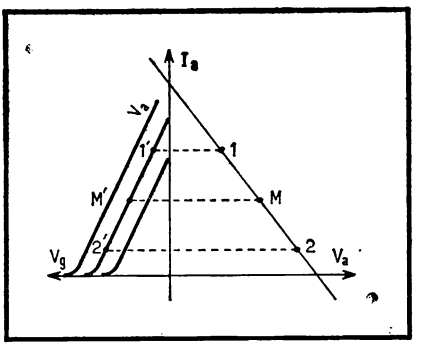


Fig. 15-4. — Lorsque les variations du potentiel de polarisation de la grille sont faibles, le segment décrit par le point figuratif M' est assimilable à un segment de droite porté par la caractéristique de repos.

ne doit pas être, normalement, situé dans la zone délimitée par l'hyperbole qui figure la puissance anodique maximale, mais en dehors de cette zone, c'est-à-dire entre l'hyperbole et l'axe horizontal V_a, qui porte les valeurs de la tension anodique (fig. 15-2). Cependant il nous faut préciser que le point figuratif M, dans son déplacement sur la droite de charge, peut, néanmoins, décrire un segment de cette droite de charge, dont une partie est située dans la zone normalement interdite. Il est nécessaire pour cela que la puissance totale développée au niveau de l'anode reste inférieure, en valeur, à la puissance maximale admissible, indiquée par le fabricant du tube électronique (fig. 15-3). Le point figuratif M, en ces conditions, se trouve alors tantôt à l'intérieur et tantôt à l'extérieur de la zone délimitée par l'hyperbole de puissance anodique maximale. Il faut cependant

veiller à ce que la puissance anodique développée ne dépasse pas la valeur maximale prescrite par le fabricant, car le tube électronique serait endommagé, sinon voué à une fin prématurée.

Quant au point M', correspondant au point M, nous savons qu'il figure aussi le fonctionnement de la triode, mais son déplacement traduit plus directement, en un sens, les variations du potentiel de la grille. *Le segment décrit par le point M' peut être assimilé à un segment de droite, confondu avec la caractéristique* $I_a = f(V_g)$, *pour la valeur* V_a *de la tension anodique de repos, lorsque les variations de potentiel de la grille sont de faible amplitude* (fig. 15-4).

La position du point M', point figuratif de fonctionnement au repos de la triode, dépend, évidemment, de la tension de polarisation de la grille, à vide, en l'absence de signal entrée. Sa position dépend également de la valeur de la résistance de charge adoptée, puisque la valeur de cette résistance de charge fixe l'intensité du courant anodique au repos et par conséquent la tension anodique à vide. Le point M' peut donc occuper différentes places, au long de la caractéristique $I_a = f(V_g)$ pour V_a au repos. En fonction de la place occupée par le point M', on a défini différentes *classes d'amplification :* la classe A, la classe B et la classe C.

Amplification en classe A

Le point figuratif M' est situé, en classe A, au milieu de la caractéristique $I_a = f(V_g)$, V_a au repos, comme indiqué à la figure 15-5.

Pour des signaux entrée de faible amplitude, le point M' décrit, pratiquement, un segment très linéaire de la caractéristique en question. Les variations du potentiel anodique sont alors une image très fidèle, sans altération, des variations du potentiel de la grille, le signal sortie est une réplique très fidèle du signal entrée amplifié (fig. 15-5).

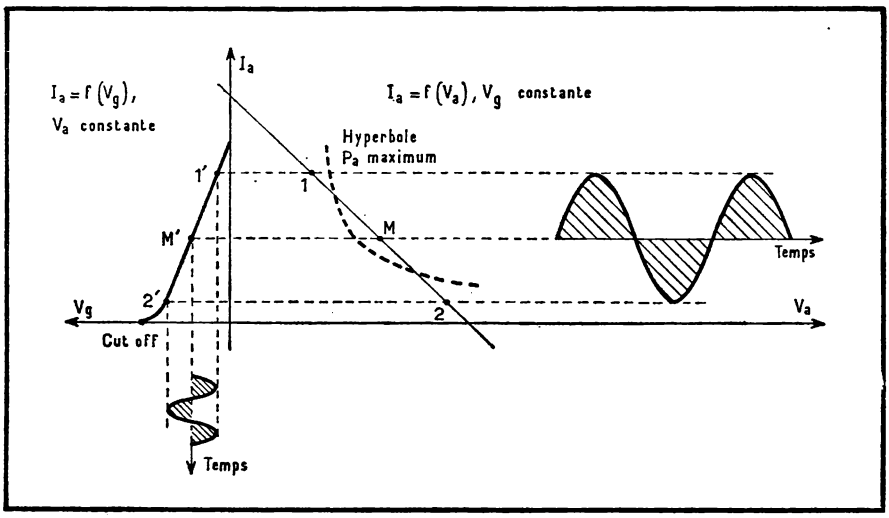


Fig. 15-5. — Amplification en classe A. Le signal de sortie (à droite) n'est pas altéré par rapport au signal d'entrée (en bas, à gauche).

Amplification en classe B

En classe B, le point figuratif M' est situé au début de la caractéristique (fig. 15-6). Le potentiel de la grille varie entre deux limites, du fait de l'injection du signal entrée. Mais, lorsque le potentiel de la grille atteint, en valeur inférieure, la tension de cut-off, le courant anodique s'annule, comme nous l'avons montré. Lorsque le courant anodique est nul, il ne saurait y avoir de chute de tension dans la résistance de charge, résistance parcourue par le courant anodique. Or, sans chute de tension dans la résistance de charge, le potentiel anodique V_a est alors celui du pôle « plus » de la batterie d'alimentation. En effet, le potentiel de l'anode est toujours égal à celui du pôle « plus » de la batterie d'alimentation, moins la chute de tension dans la résistance qui charge l'anode ; cette chute de tension est alors nulle.

Lorsque le point M', dans son déplacement sur la caractéristique $I_a = f(V_g)$, le long du segment qui figure le fonctionnement de la triode, atteint le point de cut-off, pied de la caractéristique sur l'axe V_g, l'intensité du courant anodique s'annule, comme nous le savons. Le potentiel de l'anode est alors égal à celui du pôle « plus » de la source d'alimentation. De son côté, le point M, dont le déplacement figure les variations de l'intensité du courant anodique et de la tension anodique (partie droite du graphique de la figure 15-2), se trouve alors sur l'axe V_a, puisque l'intensité du courant anodique I_a est nulle.

Pendant tout le temps où le signal entrée rend le potentiel de la grille inférieur à la tension de cut-off, le potentiel anodique garde la valeur du

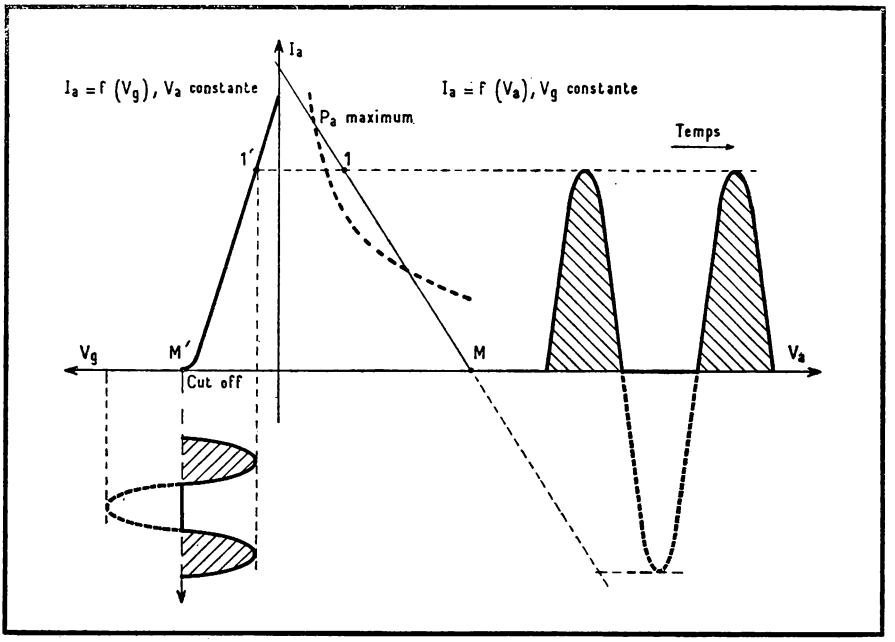


Fig. 15-6. — Amplification en classe B. Seule, une partie du signal d'entrée est convenablement reproduite, au cours de l'amplification ; il y a donc apparition de distorsion.

potentiel du pôle « plus » de la source d'alimentation. Il apparaît donc (fig. 15-6), que la tension anodique de la triode ne varie plus lorsque le signal entrée polarise la grille en dessous du cut-off ; les variations de la tension du signal entrée ne modifient plus la tension anodique, lorsque le point M' arrive au cut-off, au cours du déplacement sur le segment qu'il décrit. Une fraction seulement du signal entrée est alors reproduite convenablement : il y a *distorsion* entre le signal sortie et le signal entrée.

L'examen du graphique de la figure 15-6 nous montre bien que, lorsque la triode fonctionne en classe B, la forme de la courbe décrite par le point M n'est pas le reflet fidèle de celle décrite par le point M' ; c'est qu'il y a distorsion lors de l'amplification.

Le fonctionnement en classe B permet le développement d'une puissance anodique plus importante que le fonctionnement en classe A. Il est en effet possible, en classe B, de faire se déplacer le point M à l'intérieur de la zone délimitée par l'hyperbole de puissance anodique maximum : le point M, sur sa trajectoire, reste assez longtemps hors de la zone délimitée par l'hyperbole.

Amplification en classe C

Le point figuratif M' est situé, en classe C, à gauche du cut-off (fig. 15-7). De ce fait, pour les raisons que nous venons de voir, une partie seulement du signal entrée est amplifiée : seules les fractions des alternances qui portent le potentiel de la grille à des valeurs supérieures à la tension

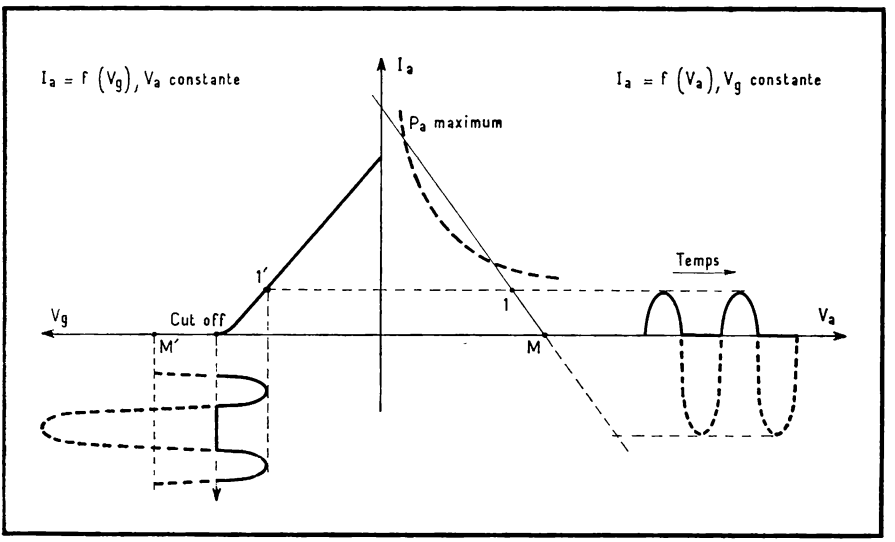


Fig. 15-7. — Amplification en classe C. Une partie seulement des alternances du signal d'entrée est transmise ; la distorsion est donc très importante, gênante.

de cut-off sont transmises et amplifiées. La distorsion est ici très importante, encore plus importante que lorsque la triode fonctionne en classe B.

La puissance anodique qu'il est possible de dissiper, lorsque la triode fonctionne en classe C, est très grande, puisque le point M reste longtemps en dehors de la zone délimitée par l'hyperbole de la puissance anodique maximum, mais la distorsion, très importante, est souvent inacceptable. Pour remédier à cet écueil, on fait appel au montage push-pull, classe B, (fig. 15-8), montage que nous avons déjà vu, appliqué aux transistors. De

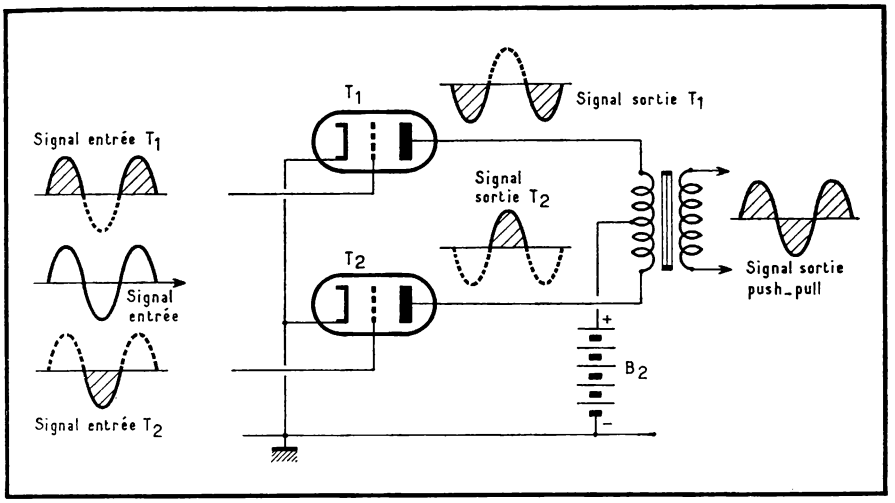


Fig. 15-8. — Le montage symétrique push-pull met en œuvre deux triodes identiques ; il permet des amplifications de puissance considérable, pratiquement sans distorsion...

même que pour ces derniers, ce montage symétrique met en œuvre deux tubes chargés d'amplifier, l'un les alternances positives, l'autre les alternances négatives du signal entrée. Un système déphaseur permet d'injecter convenablement les alternances à chacun des deux tubes du push-pull, en les mettant convenablement en phase pour permetre l'amplification : lorsqu'un tube amplifie, l'autre est bloqué au cut-off, ne laissant passer aucun courant anodique. Les anodes des tubes sont chargées par le bobinage primaire d'un transformateur dont le point milieu est connecté au pôle plus de la source d'alimentation (+ H. T.). Le bobinage, en raison de son coefficient de self-induction L important, offre aux signaux alternatifs une impédance Z très élevée ($Z = L\ \omega$; $\omega = 2\ \pi f$; f = fréquence du signal transmis). Pour cette raison, les variations de la tension anodique des tubes, qui dépend de l'impédance de charge, sont très importantes. Aux bornes du secondaire du transformateur apparaît le signal sortie du push-pull, les deux alternances du signal entrée sont bien reproduites. Le push-pull permet les amplifications de grande puissance, pratiquement sans distorsion.

Polarisation automatique de la triode

Jusqu'alors, pour notre expérimentation, nous avons utilisé une batterie B_1 réservée à la polarisation négative de la grille, alors que la batterie B_2 ne servait qu'à l'alimentation anodique. Il est bien naturel, dans la pratique, de chercher à ne se servir que d'une seule batterie, ou d'une seule source d'alimentation, ce qui simplifie, en un sens, les mon-

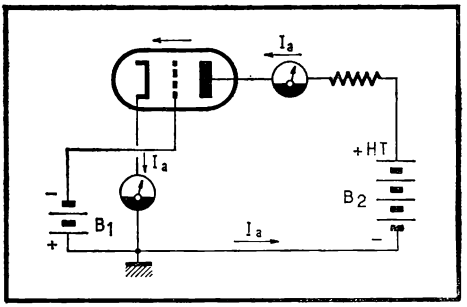


Fig. 15-9. — En intercalant un milliampèremètre entre la cathode et le pôle moins de la batterie d'alimentation, B2, on mesure l'intensité du courant... anodique.

tages. Nous allons voir comment y parvenir, grâce à la *polarisation automatique.*

Dans un tube électronique, quel qu'il soit : diode, triode ou autre, le courant qui s'établit dans le tube va de l'anode à la cathode. On mesure son intensité à l'aide du milliampèremètre placé dans le circuit anodique (fig. 15-9) ; on convient d'appeler ce courant : courant anodique. Or, le courant sort du tube par la cathode, pour rejoindre le pôle « moins » de la source d'alimentation. On peut mesurer l'intensité du courant électrique passant dans le tube, à l'aide d'un milliampèremètre placé entre la cathode et le pôle « moins » de la batterie B_2 ; l'intensité d'un courant, dans un circuit, n'est-elle pas, du reste, la même en tous les points de ce circuit ?

Dans le retour de cathode passe donc le courant anodique.

Le problème de polarisation de la grille consiste à rendre la grille négative par rapport à la cathode ; à cet effet, il faut faire appel à la batterie de polarisation B_1. Or, rendre la grille négative par rapport à la cathode, revient à rendre la cathode positive par rapport à la grille, c'est la même chose.

Voilà ce qu'il est facile de réaliser, comme nous allons le voir, en nous reportant au schéma reproduit à la figure 15-10.

Le courant électrique, sortant par la cathode, doit parcourir, pour rejoindre le pôle « moins » de la batterie d'alimentation, la résistance R_k, résistance de cathode placée entre la cathode et le pôle « moins » de la batterie d'alimentation. Le passage du courant électrique provoque, dans la résistance R_k, une certaine chute de tension, ce qui fait que le potentiel de la cathode est alors situé entre celui du pôle « plus » de la source d'alimentation et celui du pôle « moins » de la même source : le potentiel de la cathode est plus positif que le pôle « moins » de la source d'alimentation. la cathode est polarisée positivement par rapport à ce même pôle moins ».

La grille, elle, est portée au potentiel du pôle « moins » de la source d'alimentation, puisque réunie à ce pôle moins par l'intermédiaire de la *résistance de fuite de grille* R_g, résistance de forte valeur (500 000 Ω à 2 MΩ ; 1 MΩ = 1 000 000 Ω). La grille est donc polarisée à la valeur du potentiel du pôle moins de la source d'alimentation.

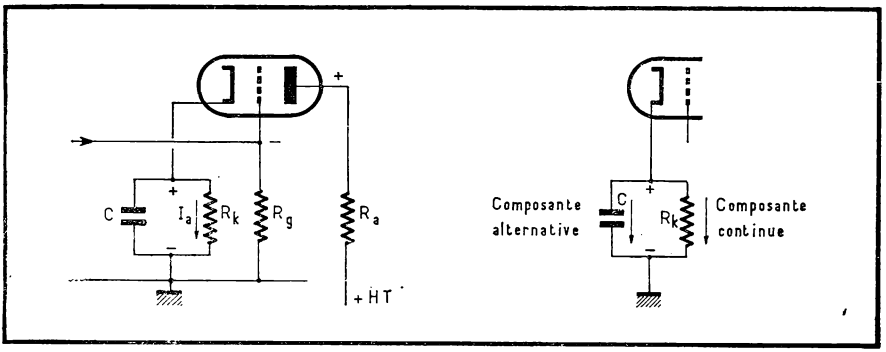


Fig. 15-10. — La cellule de découplage, constituée par la résistance R_k et le condensateur C, associés en parallèle, assure la polarisation automatique de la triode, rendant la cathode positive par rapport à la grille de commande.

Ainsi, nous venons de rendre la cathode positive par rapport au pôle « moins » de la source d'alimentation ; comme la grille est polarisée au potentiel de ce même pôle, elle est donc moins positive que la cathode : la grille est bien négative par rapport à la cathode.

Mais l'application d'un signal alternatif sur la grille, en vue de l'amplification, va faire varier l'intensité du courant anodique, donc celle du courant qui sort de la triode par la cathode, en engendrant automatiquement la chute de tension dans la résistance R_k, propre à polariser la cathode positivement par rapport à la grille. De ce fait, l'injection du signal entrée, qui provoque des variations importantes de l'intensité du courant anodique, fait varier le potentiel de polarisation de la cathode, au rythme du signal amplifié.

Au courant de repos de la cathode se superpose donc la composante alternative, qui apparaît lorsque le signal entrée est présent, du fait de l'amplification. Un condensateur C, accouplé en parallèle à la résistance de cathode, draine, vers le pôle « moins » de la batterie d'alimentation, la composante alternative, puisqu'il est perméable à la composante alternative. En conséquence, le potentiel de la cathode n'est plus perturbé par la composante alternative, provenant de l'amplification : le potentiel de la cathode reste stable, sa valeur reste la valeur de polarisation à vide, c'est-à-dire en l'absence du signal entrée. La valeur du *condensateur de découplage* C associé en parallèle à la résistance de cathode, dépend de la fréquence des signaux à amplifier ; elle est élevée pour les signaux de basse fréquence, faible pour les signaux de haute fréquence.

Exemple de calcul de la valeur de la résistance de polarisation automatique d'une cathode.

Au début de ce chapitre, lorsque nous avons étudié la droite de charge, nous avons trouvé, dans l'exemple choisi, que la grille de la triode considérée devait être polarisée, au repos, à — 4 V. Dans ces conditions, l'intensité du courant anodique, au repos, est de 10 mA, soit 0,01 A.

Polariser la grille à — 4 V revient à polariser la cathode à + 4 V. Dans la résistance de cathode, au repos, passe un courant qui n'est autre que le courant anodique, au repos, dont l'intensité est de 0,01 A. Pour que la chute de tension, au long de la résistance de cathode, soit de 4 V, il faut choisir une résistance de cathode de valeur 4 V/0,01 A, soit 400 Ω. Nous opterons pour une résistance de valeur normalisée, 390 Ω.

La puissance développée dans une résistance étant donnée par le produit de la valeur de la résistance par le carré de l'intensité du courant qui parcourt cette résistance, dans notre résistance de polarisation de cathode, la puissance développée sera ici de :

$$390\ \Omega\ (0{,}01\ \text{A})^2 = 0{,}039\ \text{W}.$$

Une résistance du type 1/4 de watt conviendra fort bien.

♦

Ainsi, nous venons de faire un tour d'horizon rapide de la mise en œuvre de la triode amplificatrice, nous avons pu nous rendre compte de l'importance de la droite de charge, droite dont le tracé procure tant de renseignements !...

CHAPITRE 16

TUBES MULTIGRILLES ET TUBES COMPOSITES

La triode, telle que nous l'avons décrite, présente certaines limitations. Des perfectionnements techniques lui ont été apportés, la transformant en tétrode, pentode, hexode...

Les signaux à amplifier, en électronique, sont pratiquement toujours des signaux extrêmement faibles, ce qui a valu de dire de l'électronique qu'elle est la technique des courants faibles, comparativement à l'électricité qui est la technique des courants forts.

Il est rare, en électronique, que l'on ait affaire à des courants dont l'intensité dépasse quelques dizaines d'ampères, on exprime souvent des intensités en milliampères, alors qu'en électricité pure il n'est pas rare d'entendre parler de milliers d'ampères !... Pour rendre commodément utilisables les signaux alternatifs rencontrés en électronique, il convient donc de les amplifier des millions de fois, voire des milliards de fois. Devant la nécessité d'amplifications très importantes, il y a tout lieu de chercher à réaliser des triodes dont le coefficient d'amplification K, que nous avons défini et étudié au cours du chapitre 14, soit le plus élevé possible.

Le coefficient d'amplification K d'une triode dépend essentiellement de la construction géométrique des électrodes, ainsi que de la distance qui sépare les électrodes entre elles. Les électrodes, conductrices de l'électricité. constituent les armatures de petits condensateurs ; ces condensateurs introduisent donc, dans la triode, des *capacités inter-électrodes* fort justement appelées *capacités parasites.*

A maintes reprises nous avons montré que l'impédance Z offerte par un condensateur, impédance appelée capacitance ou encore réactance capacitive, est inversement proportionnelle à la capacité C du condensateur et à la fréquence f du courant alternatif (du signal) auquel est soumis le condensateur, $Z = 1/(2\pi fC)$.

Comme nous sommes en présence, très souvent, en électronique, de signaux de fréquences élevées, nous sommes handicapés par les capacités

parasites de la triode, puisque l'impédance Z offerte par ces capacités diminue avec la montée vers les fréquences élevées : plus f est grande, plus la valeur de Z est faible. Or, si l'impédance Z des capacités inter-électrodes est petite, pour des signaux à amplifier de haute fréquence, plus les courants passeront aisément au travers des capacités parasites : voilà donc une raison qui fait que la triode voit son rendement décroître avec la montée en fréquence des signaux à traiter.

L'expression $Z = 1/(2\pi fC)$ nous montre encore que, pour contrebalancer, du moins en partie, les difficultés qui croissent avec la fréquence des signaux, il faut réduire la valeur C des capacités parasites, puisque la valeur de la capacitance Z est d'autant plus élevée que la valeur de C est petite.

Réduire la valeur des capacités parasites inter-électrodes, voilà un problème qui peut sembler facile à résoudre, si nous nous souvenons que la capacité C d'un condensateur est d'autant plus faible que la distance qui sépare les armatures du condensateur est grande.

En effet :

$$C = \frac{kS}{4\pi e}$$

expression dans laquelle :

k est le coefficient électrique propre à l'isolant qui sépare les armatures (conductrices) du condensateur ;

S est la surface des armatures en regard ;

e est la distance qui sépare les armatures.

Nous voyons que, si nous écartons les armatures d'un condensateur, autrement dit si nous augmentons la distance e qui les sépare, nous réduisons la valeur C de la capacité du condensateur.

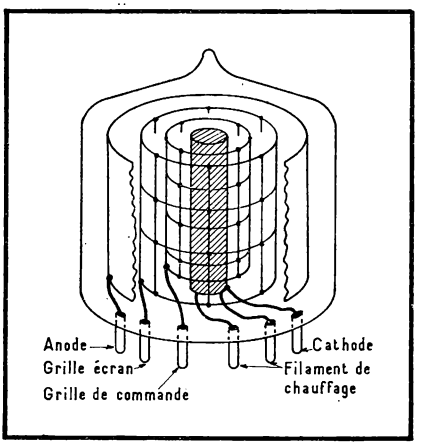


Fig. 16-1. — La grille-écran est placée entre la grille de commande et l'anode de la tétrode.

Pour réduire la valeur des capacités parasites inter-électrodes de la triode, il suffirait donc, apparemment, d'espacer ses électrodes ; on améliorerait ainsi le coefficient d'amplification d'une triode en écartant son anode de sa grille, mais il faudrait alors rapprocher sa grille de sa cathode.

Toutefois, dans les meilleures conditions de réalisation, le coefficient d'amplification K des triodes ne dépasse guère 150, ce qui est peu...

Il existe, heureusement, un autre moyen de parvenir à ces fins. On peut réduire la capacité anode-grille en intercalant, entre l'anode et la grille d'une triode, une nouvelle électrode, en forme de grille elle aussi, qui reçoit le nom de *grille-écran.* Le nouveau tube électronique obtenu comportant quatre électrodes : cathode, grille de commande, grille-écran, anode, est une *tétrode.*

La tétrode

La tétrode est une triode pourvue d'une seconde grille, la grille-écran, placée entre la grille de commande et l'anode. Ainsi munie de deux grilles, la tétrode était appelée, à son apparition : *lampe bigrille.*

A la figure 16-1 nous avons reproduit la vue éclatée d'une tétrode.

L'adjonction de la grille-écran réduit à une valeur quasi-négligeable la capacité anode-grille de la triode. Le coefficient d'amplification K du tube se trouve considérablement accru, il est couramment plusieurs fois plus important que celui de la triode, sa valeur va de 500 à 1 000.

Normalement, *la grille-écran est polarisée positivement* à une valeur généralement inférieure au potentiel de l'anode (fig. 16-2). Positive, elle

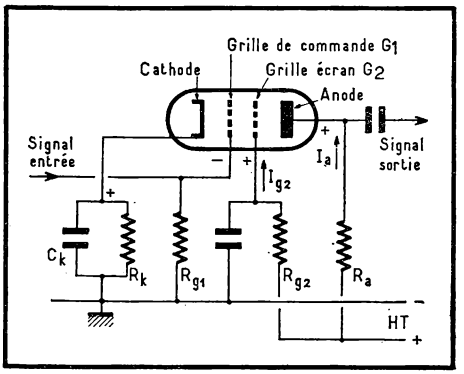


Fig. 16-2. — La grille-écran est polarisée positivement par rapport à la cathode, mais elle l'est toutefois moins que l'anode.

attire et fixe des électrons émis par la cathode, ce qui fait qu'un courant électrique, *courant d'écran,* s'établit dans la tétrode, allant de la grille-écran vers la cathode : la grille-écran se comporte un peu à la façon d'une anode auxiliaire. Mais la grille-écran agit comme un écran électrostatique, qui réduit la capacité parasite anode-grille. Elle est toujours « découplée » à la masse par un condensateur de forte capacité, qui complète son action électrostatique tout en stabilisant son potentiel, comme le condensateur de découplage stabilise le potentiel de la cathode polarisée automatiquement dans une triode (se reporter au dernier paragraphe du chapitre précédent).

La cathode de la tétrode émet des électrons, lesquels vont rejoindre l'anode, c'est bien connu ; mais quelques-uns d'entre eux sont captés par la grille-écran qui est positive. Il s'établit donc, dans la tétrode, deux courants électriques. Le premier est celui qui va de l'anode à la cathode, le second est le courant de la grille-écran. La cathode totalise, c'est le mot qui convient, ces deux courants...

Polarisation automatique de la tétrode

La valeur de la résistance de la cellule de découplage placée dans le retour de la cathode d'une tétrode se détermine exactement comme il est opéré dans le cas d'une triode, pour ce qui est de la polarisation automatique par la cathode. Mais il ne faut pas oublier que le courant électrique, dans la cathode, est la réunion du courant anodique normal avec le courant de la grille-écran.

Voyons un exemple.

Disposant d'une source d'alimentation + 300 V, nous avons à alimenter une tétrode, selon les prescriptions indiquées par le fabricant, qui sont :

Tension anodique = + 250 V.
Intensité courant anodique = 25 mA.
Polarisation grille de commande = — 5 V.
Polarisation grille-écran = + 200 V.
Intensité courant d'écran = 5 mA.

La tension anodique moyenne, au repos, en l'absence du signal entrée injecté dans la grille de commande G_1, doit être de 250 V. La chute de tension au long de la résistance de charge de l'anode doit donc être de 300 — 250 = 50 V, puisque le potentiel du pôle + H. T. de la source d'alimentation dont nous disposons est de + 300 V.

Or, la résistance de charge est parcourue, à vide, par le courant anodique au repos dont l'intensité I_a, qui nous est préconisée, est de 25 mA, soit 0,025 A.

La valeur de la résistance de charge, à placer dans le circuit de l'anode, sera R = 50 V/0,025 A = 2000 Ω ; nous choisirons une résistance de la valeur normalisée qui est la plus voisine de 2000 Ω, soit une résistance de 2200 Ω.

Cette résistance de charge R devra pouvoir dissiper une puissance $P = R I_a^2 = 2200\ (0{,}025)^2 = 1{,}375$ W ; nous la choisirons du type 2 W.

Le courant de grille-écran est de 5 mA (I_{g2} = 5 mA), soit de 0,005 A. Comme le potentiel de la grille-écran doit être de 200 V, nous alimenterons l'écran à partir du pôle + H.T (300 V) à travers une résistance, résistance d'alimentation de la grille-écran, qui, parcourue par le courant d'écran I_{g2} doit assurer la chute de tension requise pour que le potentiel de la grille-écran V_{g2} soit de 200 V. Cete chute de tension nécessaire est de 300 — 200 = 100 V.

La valeur de la résistance R_{g2}, destinée à alimenter l'écran, devra être de 100 V/0,005 A = 20 000 Ω ; nous prendrons une résistance de valeur 22 000 Ω, valeur normalisée la plus voisine.

La puissance à dissiper par cette résistance R_{g2} étant de

22 000 Ω (0,005 A)² = 0,55 W,

nous opterons pour une résistance de 22 000 Ω, du type 1 W.

La grille-écran sera découplée par un condensateur de 100 000 pF, soit 0,1 µF, valeur habituelle, mais dont la tension de service sera d'au moins 250 V, puisque le potentiel de la grille-écran est fixé à 200 V.

Quant à la cellule de découplage constituée par une résistance associée, en parallèle, au condensateur C_k, dans le retour de la cathode, pour

assurer une polarisation automatique de la cathode, tout comme dans le cas d'une triode, nous commencerons par calculer l'intensité du courant résultant qui passe dans la cathode, en faisant la somme de l'intensité du courant anodique, au repos, (I_a = 0,025 A) et de l'intensité du courant de la grille-écran (I_{g2} = 0,05 A). Dans la cathode il passe un courant total, au repos, de 0,025 + 0,005 = 0,030 A.

La cathode doit être portée à un potentiel de + 5 V par rapport à la grille de commande G_1, puisque le potentiel de polarisation de la grille de commande, au repos, doit être $-V_{g1}$ = 5 V. Nous placerons, dans le circuit de la cathode, entre la cathode et le pôle « moins » de la source d'alimentation (H.T.), pôle qui sera réuni à la masse générale du montage, une résistance R_k qui, parcourue par un courant de 0,030 A, doit garantir une chute de tension de 5 V.

La valeur de la résistance R_k doit être de 5 V/0,03 A = 170 Ω environ. Nous opterons pour une résistance R_k, de valeur, normalisée, 180 Ω.

Comme la puissance à dissiper par la résistance R_k, de 180 Ω, parcourue par un courant d'intensité 0,03 A est de 180 Ω $(0,03\ A)^2$ = 0,16 W, nous choisirons la résistance R_k du type 0,5 W.

Quant au condensateur C_k, associé à la résistance R_k pour constituer la cellule de découplage, pour la polarisation automatique de la cathode, sa capacité dépendra de la fréquence des signaux à transmettre. La valeur de la capacité du condensateur de découplage ira de quelques milliers de picofarads, pour des signaux de fréquence environ 30 MHz, à quelques dizaines de microfarads, dans le cas de signaux de très basse fréquence (quelques dizaines de hertz). Dans tous les cas, la tension de service du condensateur adopté devra être au moins égale à une dizaine de volts, car il faut tenir compte du fait que le condensateur de découplage subit des fluctuations de tension qui apparaissent au cours de l'amplification, lorsqu'un signal entrée est injecté dans la grille de commande (se rappeler ce qui a été dit au cours du chapitre précédent, lorsque nous avons étudié la polarisation automatique).

De la tétrode à la pentode

Nous avons parlé des imperfections de la triode ; nous avons vu que l'adjonction de la grille-écran à la triode, ce qui nous amenait à la tétrode, permet d'accroître, dans un rapport considérable, le coefficient d'amplification K de la triode. La tétrode semble, par là, être une merveille, comparativement à la triode... Cependant la tétrode présente, elle aussi, des imperfections...

Nous savons que la grille-écran de la tétrode est polarisée positivement par rapport à la cathode, à un potentiel un peu inférieur à celui de l'anode. La grille-écran attire donc les électrons (négatifs) émis par la cathode. Mais, comme elle possède une forme de grille, tout comme la grille de commande de la triode, elle ne peut s'opposer au passage des électrons qui, partant de la cathode, se rendent à l'anode, électrode

positive qui les attire et les fixe. La grille-écran, en raison du potentiel positif auquel elle est portée, accélère la vitesse de transit des électrons dans la tétrode.

A première vue, voilà qui peut sembler un avantage sérieux lorsque la tétrode doit amplifier des signaux de fréquence élevée. Nous avons parlé, au cours du chapitre 12, des difficultés rencontrées dans les transistors en raison du temps de transit des électrons. La triode, la tétrode, les autres tubes multigrilles souffrent également, comme les transistors, de la vitesse de déplacement insuffisante des électrons.

Les électrons, issus de la cathode, ont à franchir une certaine distance pour atteindre l'anode ; leur débit, gouverné par le potentiel de la grille de commande, est perturbé par la fréquence du signal entrée à amplifier. Or, si le temps mis par les électrons, pour franchir l'espace cathode-anode, est trop grand durant la période (durée d'un cycle) du signal entrée, il est bien évident que le fonctionnement, la qualité de l'amplification du tube électronique sont altérés. Le rendement des tubes décroît au fur et à mesure que l'on monte en fréquence. C'est pourquoi il faut concevoir des tubes spéciaux, pour les signaux de haute et très haute fréquence ; ce sont les tubes pour hyperfréquences qui feront l'objet du chapitre 19.

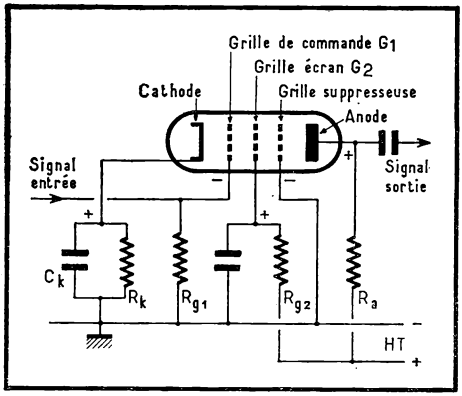


Fig. 16-3. — La grille suppresseuse, placée entre la grille-écran et l'anode de la pentode, est toujours polarisée très négativement, par rapport à l'anode.

Dans la tétrode, la grille-écran, en raison du potentiel positif auquel elle est portée, attire les électrons. Toutefois, elle autorise leur passage en direction de l'anode, puisqu'elle est constituée par une grille, tout comme la grille de commande (fig. 16-1). Pour ces raisons, les électrons sont énergiquement attirés à la fois par la grille-écran et par l'anode ; ils voient leur vitesse augmenter.

Malheureusement leur vitesse, c'est apparemment paradoxal, devient trop élevée. Leur énergie cinétique, c'est-à-dire l'énergie qu'ils acquièrent par leur vitesse, est accrue ; certains d'entre eux arrivent, en un sens, trop vite sur l'anode, rebondissent avant d'être captés, fixés par l'anode. Nous sommes donc en présence d'une nouvelle source de perturbation du fonctionnement théoriquement idéal de la tétrode. Aussi faut-il s'efforcer d'empêcher ce phénomène, ou, tout au moins, d'en réduire les effets, ce qui amène à prendre certaines dispositions, en élaborant un nouveau tube électronique, la pentode.

La pentode

Nous venons de voir qu'il est indispensable, pour améliorer la tétrode, de faciliter la fixation, par l'anode, des électrons dont la vitesse est accélérée par la grille-écran au cours de leur trajet cathode-anode.

Certains électrons rebondissent sur l'anode (positive) qui les attire, en raison de la vitesse élevée à laquelle ils arrivent sur elle. Pour leur imposer de retourner au plus vite en direction de l'anode, après ce rebondissement, il n'est rien de plus simple que de placer, près de l'anode, une nouvelle électrode, polarisée très négativement, qui les repoussera, vers l'anode, en raison de son potentiel négatif. Les électrons négatifs,

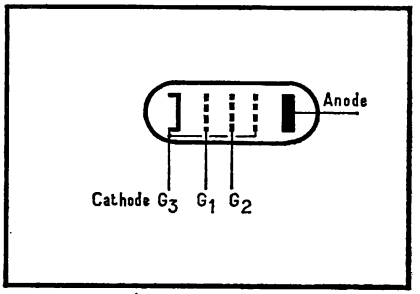


Fig. 16-4. — Généralement le fabricant réalise, à l'intérieur de la pentode, la connexion « grille suppresseuse-cathode ».

subissant des forces énergiques de répulsion de la part de cette nouvelle électrode polarisée très négativement, sont alors finalement captés par l'anode. Une telle électrode en forme de grille, placée entre la grille-écran et l'anode, est appelée *grille-suppresseuse.* La tétrode devient alors une *pentode,* c'est-à-dire, comme son nom l'indique, un tube électronique comportant 5 électrodes : la cathode, la grille de commande, la grille-écran, la grille-suppresseuse et l'anode (fig. 16-3).

Puisque la grille-suppresseuse doit être polarisée très négativement, elle est habituellement reliée directement, à l'intérieur du tube, par le fabricant lui-même, à la cathode, électrode qui est polarisée très négativement par rapport à l'anode, (fig. 16-4). Parfois, la connexion n'est pas réalisée d'origine ; il appartient à l'utilisateur de l'effectuer, en reliant la grille-suppresseuse ou bien à la cathode, par l'extérieur du tube électronique, ou bien à la masse du montage, qui est toujours portée au potentiel négatif de la source d'alimentation.

Nous n'aurons rien à ajouter pour ce qui est de la mise en œuvre de la pentode, car la pentode ne diffère de la tétrode, sur ce plan, que par la grille-suppresseuse qu'elle possède en plus et nous venons de voir comment connecter cette grille-suppresseuse. Nous dirons seulement que la pentode est le tube électronique le plus rencontré dans les montages...

Tubes multigrilles

Après avoir étudié la diode, le plus simple des tubes électroniques, nous avons fait la connaissance des tubes à grilles : la triode, la tétrode et la pentode...

Il existe d'autres types de tubes, plus complexes, comportant au total plus de 5 électrodes. Ces tubes multigrilles sont destinés à des fonctions particulières.

Nous mentionnerons ici un seul exemple : le tube *hexode*, tube qui possède six électrodes, donc quatre grilles, utilisé en changeur de fréquence (fig. 16-5).

Un tube hexode comporte deux grilles de commande, il est donc possible de lui injecter, simultanément, deux signaux à amplifier.

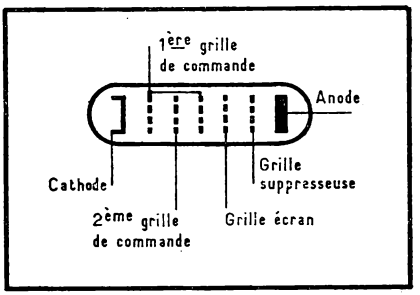


Fig. 16-5. — Le tube hexode a été conçu pour fonctionner en changeur de fréquence.

Lorsqu'on injecte, dans un même tube, deux signaux dont les fréquences sont respectivement f_1 et f_2, on recueille, à la sortie du tube, sur l'anode, un signal sortie qui possède les caractéristiques, les formes des signaux réunis, mais la fréquence du signal sortie est la différence $(f_1 - f_2)$, ou la somme $(f_1 + f_2)$ des fréquences des signaux injectés à l'entrée du tube.

Certes, il nous faut préciser que l'on ne recueille pas un seul signal sortie, mais une série de signaux sur des fréquences harmoniques, multiples de celle du signal sortie de base. Il est facile de réaliser des circuits accordés sur une fréquence déterminée, d'excellent rendement, qui ne réagissent que devant les signaux dont la fréquence est précisément celle de résonance des circuits amplificateurs accordés.

Dans un récepteur radio, on trie les signaux provenant des divers émetteurs, pour isoler le seul signal incident désiré. C'est à un circuit accordable qu'incombe la tâche de laisser passer, vers une des deux grilles de commande d'un tube hexode, le seul signal que l'on désire capter. Appelons f_i la fréquence du signal incident sur lequel on accorde le récepteur.

En même temps, on injecte, dans la deuxième grille de commande G_2 du même tube hexode, un signal fourni par un oscillateur local, dont le récepteur est muni, oscillateur dont la fréquence f_2 est différente de la fréquence f_i du signal capté. Il va sans dire que, tout au long d'une gamme d'ondes, à l'écoute, la recherche des stations qui consiste à accorder le circuit d'entrée sur la fréquence f_i du signal capté, s'effectue manuellement, par commande unique, tout en faisant varier la fréquence de l'oscillateur local. Mais la *fréquence intermédiaire*, différence entre les fréquences f_2 et f_i reste constante.

A la sortie du tube hexode apparaît le signal sur la fréquence intermédiaire ($f_2 - f_1$), qui possède les caractéristiques de modulation du signal incident f_1. La modulation est l'opération qui consiste, à l'émission, à modifier le signal, envoyé par l'émetteur, par un signal modulant (parole, musique, etc.)

Le signal sur la fréquence intermédiaire ($f_2 - f_1$) possède les caractéristiques de modulation du signal provenant de l'émetteur. Les étages intermédiaires du récepteur ont pour tâche d'amplifier uniquement le signal de fréquence intermédiaire, ce qui permet d'accroître la sélectivité du récepteur.

Tout au long d'une gamme d'ondes, le signal de fréquence intermédiaire est automatiquement adapté au signal incident provenant de l'émetteur. Dans le tube hexode, le signal incident se trouve, en quelque sorte, changé en un signal de fréquence intermédiaire, d'où les expressions de *changement de fréquence*, de *tube changeur de fréquence*, etc.

Le tube hexode est un tube multigrilles qui a été spécialement conçu pour assurer la fonction de changeur de fréquence.

Tubes composites

Dans un but de réduction de l'encombrement, dans la recherche de la miniaturisation, les fabricants groupent, dans un même tube de verre, deux ou plusieurs tubes électroniques complets. De tels tubes sont appelés *tubes multiples* ou encore *tubes composites*.

Il existe évidemment une très grande variété de tubes composites, de la double diode à la triode-hexode, en passant par la triode-pentode, sans oublier la double pentode et combien d'autres !

L'utilisateur dispose donc d'un assortiment complet de différents tubes électroniques. Il peut ainsi très souvent rassembler, en un seul tube composite, les différents tubes nécessaires à plusieurs circuits séparés de ses montages.

CHAPITRE 17

OSCILLATEURS ET GENERATEURS DE SIGNAUX A TUBES

Depuis très longtemps, avant l'apparition des transistors, les techniciens se servaient d'oscillateurs, de générateurs de signaux et autres montages électroniques comportant des tubes. Objectivement, nous ne pouvons prendre parti pour les transistors ou pour les tubes, mais nous n'allons pas, dans le cadre de cet ouvrage, faire l'étude complète de tous les montages possibles équipés de tubes électroniques, comme nous l'avons fait du point de vue transistors.

Ce que nous devons savoir, c'est qu'il est possible, autant dire dans tous les cas, au gré de chacun, de faire jouer des rôles identiques aux montages à transistors et aux montages à tubes électroniques. Il est possible d'atteindre les mêmes buts proposés, c'est ce qui nous permet de dire que tubes et transistors ont des analogies.

Cependant, il faut préciser, il ne faut jamais oublier que tubes et transistors ne se ressemblent pas, sous certains angles.

Quelques analogies entre les tubes électroniques et les transistors

Le transistor et le tube électronique sont tous deux des amplificateurs, mais *la commande d'un transistor s'effectue le plus souvent en intervenant sur l'intensité du courant de base, alors que la commande d'un tube s'effectue en intervenant sur la tension de polarisation de la grille d'entrée.*

Nous avons appris que le transistor, avec certaines précautions, peut se commander en tout ou rien ; il peut être *bloqué* ou *saturé*, suivant que l'intensité de son courant de base est nulle (état bloqué) ou maximum (état conducteur au maximum, état saturé).

Le tube électronique peut, lui aussi, être commandé en tout ou rien : il peut être bloqué ou conducteur, suivant que sa grille est polarisée au

cut-off ou à la tension de saturation. Lorsque la grille est polarisée au cut-off, aucun courant ne passe dans le tube, celui-ci est donc *bloqué*. Si la grille est soumise à un potentiel plus élevé que la tension de cut-off, le courant anodique s'établit, le tube conduit ; mais, au delà d'une certaine valeur de tension grille, l'intensité du courant anodique ne croît plus, le tube est *saturé*.

De ces constatations toutes simples, il nous apparaît qu'il est très possible d'atteindre les mêmes buts (entretien d'oscillations, production de signaux, etc.) en utilisant indifféremment des tubes ou des transistors. Cependant n'allons pas dire qu'il suffirait d'enlever une triode d'un montage en la remplaçant purement et simplement par un transistor ou inversement, pour que le montage continue à fonctionner sans autre modification !

Oscillateurs L-C à tubes électroniques

Nous avons expliqué, au cours du chapitre 10, comment entretenir des oscillations dans un circuit L-C, circuit constitué par l'assemblage, en parallèle, d'une inductance L et d'un condensateur C.

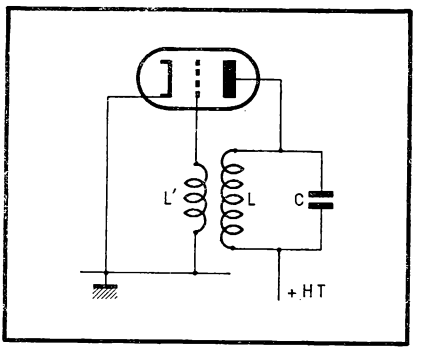


Fig. 17-1. — Injecter dans la grille de commande du tube une fraction du signal sortie, voilà comment entretenir l'oscillation du circuit anodique L-C.

Nous avons montré qu'il suffit d'associer convenablement un tel circuit à un amplificateur, lequel a pour tâche d'amplifier une fraction du signal oscillant qui prend naissance dans le circuit L-C, lors de la mise sous tension du montage. En compensant de cette façon l'amortissement, qui suivrait immanquablement le démarrage de l'oscillation, l'oscillation est alors entretenue.

Les propriétés amplificatrices des tubes électroniques ont, évidemment, été utilisées dans les oscillateurs L-C, bien avant l'apparition des transistors. Mais la technique de la fonction oscillatrice est la même, aussi bien pour les tubes que pour les transistors.

Reportons-nous au schéma de l'oscillateur théorique de la figure 17-1. Nous y voyons une triode dont l'anode est chargée par un circuit oscillant L-C, mais l'inductance L de ce circuit oscillant est couplée, magnétiquement, à une autre bobine L′ placée dans le circuit de la grille du tube. Il va sans dire qu'un signal oscillant, développé dans le circuit L-C qui charge l'anode, engendre un signal auxiliaire proportionnel dans l'inductance L′, couplée à l'inductance L. Le signal auxiliaire est injecté dans la grille de commande de la triode. Il convient de veiller à ce que les en-

roulements des bobines L et L′ soient réalisés de telle sorte que le signal auxiliaire soit injecté en concordance de phase avec le signal entrée, pour ne pas annuler les effets de l'un par l'autre.

La mise sous tension déclenche l'apparition d'un signal oscillant dans le circuit L-C qui charge l'anode. L'oscillation naissante s'amortirait très vite si la triode n'amplifiait pas le signal auxiliaire injecté dans sa grille de commande. Mais l'amplification renforce le signal oscillant dans le circuit L-C, l'intensité du courant anodique de la triode croît jusqu'à la saturation (I_a max.). A ce moment, plus de variation dans l'amplitude du signal oscillant naissant, c'est le renversement ; l'intensité du courant anodique décroît maintenant jusqu'à ce qu'elle devienne nulle. Puis le phénomène se renverse à nouveau et ainsi de suite, le circuit L-C qui charge l'anode est le siège d'un train d'oscillations entretenues.

Il est facile de concevoir un grand nombre de types d'oscillateurs équipés de tubes électroniques, tout comme de transistors. Les oscillateurs ne différeront que par la façon dont sera prélevé et réinjecté le signal auxiliaire d'entretien des oscillations.

Nous donnons, à la figure 17-2, les schémas de quelques oscillateurs : Hartley, Colpitts, T.P.T.G. (Tuned plate, tuned grid : plaque accordée, grille accordée) et E.C.O. (Electron Coupled Oscillator). Au sujet de ce dernier nous apporterons une précision : la grille-écran, la grille de commande et la cathode sont les trois électrodes qui entrent

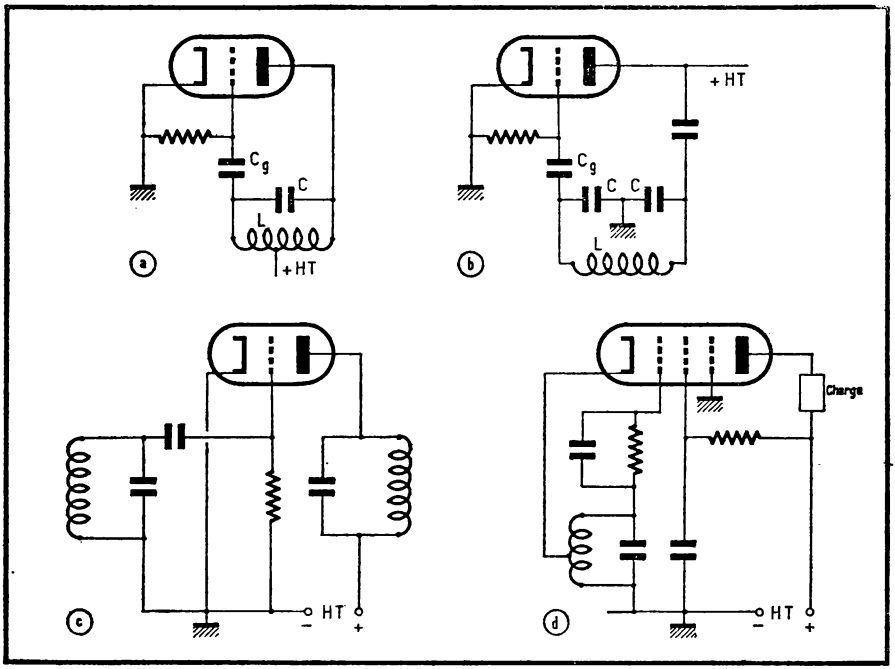


Fig. 17-2. — Les oscillateurs L-C ne diffèrent que par la façon dont est prélevé le signal auxiliaire pour être injecté dans la grille de commande.
a) **Oscillateur Hartley** ; b) **Colpitts** ; c) **T.P.T.G.** ; d) **E.C.O.**

réellement en jeu pour l'entretien des oscillations. L'anode ici, n'intervient que pour assurer le couplage de l'émetteur aux autres étages amplificateurs pilotés par l'oscillateur, par exemple dans un émetteur. Il ne faut pas coupler directement un oscillateur aux étages suivants, ni demander trop de puissance à un oscillateur pilote, car des glissements de fréquence apparaissent. Ces perturbations sont dues principalement à une température trop élevée qui provoque des déformations mécaniques des électrodes du tube ou des composants associés, en particulier de la bobine L. Le couplage électronique, par l'anode, en isolant l'oscillateur des étages suivants, confère à l'oscillateur E.C.O. une stabilité en fréquence réputée.

Oscillateurs à tubes électroniques, pilotés par quartz

Il est très commode et parfois avantageux de construire des oscillateurs à tubes électroniques pilotés par quartz. Un cristal de quartz, convenablement taillé, possède des *propriétés piézoélectriques*, c'est-à-dire qu'il résonne électriquement sur une fréquence qui dépend de ses dimensions et de la façon dont il est taillé. Toute déformation (légère) mécanique fait appa-

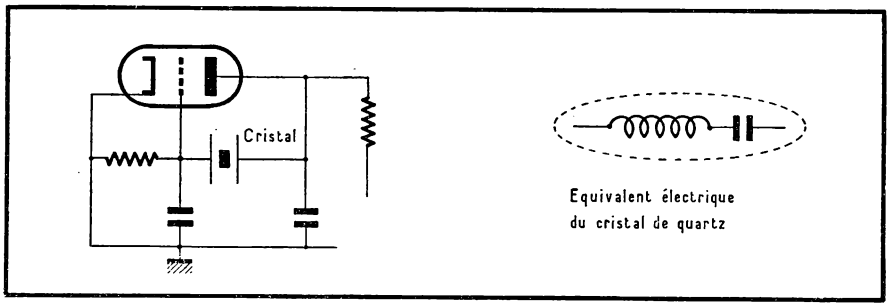


Fig. 17-3. — L'oscillateur à quartz oscille sur la fréquence de résonance du cristal de quartz qui le pilote.

raître, sur ses faces opposées, des charges d'électricité de signe contraire. Un cristal de quartz se comporte tout comme un circuit résonnant-série L-C, c'est-à-dire un circuit constitué par une inductance L en série avec un condensateur C. Il est intéressant d'utiliser un cristal de quartz pour piloter un oscillateur en imposant à cet oscillateur... d'osciller sur la *fréquence, très stable, de résonance du cristal.*

Le plus simple, mais encore le plus sûr des oscillateurs à tubes pilotés quartz est *l'oscillateur Pierce,* dont nous donnons le schéma à la figure 17-3.

Générateurs de signaux à tubes électroniques

Nous avons fait la connaissance des signaux rectangulaires, au chapitre 11 ; nous avons appris à produire de tels signaux à l'aide de montages multivibrateurs, montages transistorisés.

Evidemment, il est tout aussi facile de réaliser des multivibrateurs équipés avec des tubes électroniques. Nous donnerons ici les schémas, version tubes, des multivibrateurs que nous avons étudiés précédemment et qui étaient « transistorisés ».

MULTIVIBRATEUR ASTABLE

Ce type de multivibrateur est caractérisé par son « astabilité », en ce sens que les deux triodes qui le constituent passent, indéfiniment, de l'état bloqué à l'état saturé et inversement, le montage bascule sans cesse.

Le multivibrateur astable comporte deux triodes, habituellement réunies en un seul tube composite, une double-triode. Les deux demi-tubes, c'est ainsi qu'on appelle généralement les triodes de la double-triode, sont identiques de caractéristiques et montés symétriquement : l'un amplifiant le signal sortie de l'autre et réciproquement (fig. 17-4).

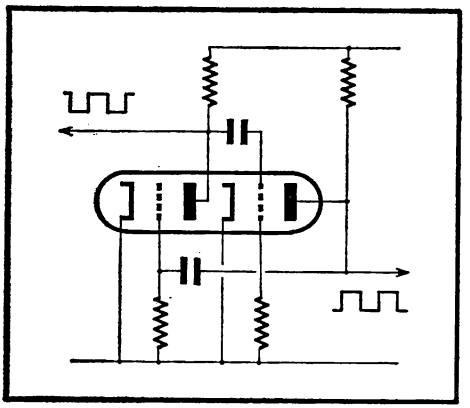


Fig. 17-4. — Deux triodes amplifient réciproquement leurs signaux de sortie : multivibrateur astable qui délivre des signaux rectangulaires.

A la façon des transistors du multivibrateur astable que nous avons étudié (chapitre 11), les triodes du multivibrateur astable se bloquent et se saturent alternativement. Les variations de tension développées dans les résistances de charge des anodes sont répercutées sur les grilles, d'une triode sur l'autre. Les grilles se trouvent ainsi, cycliquement, polarisées, soit au cut-off, soit à une tension très élevée, ce qui fait que chacune des triodes est bloquée quand l'autre, conductrice, est saturée. Mais cet état ne dure que jusqu'au prochain basculement, qui renverse la situation, en attendant le basculement suivant, etc.

Les signaux rectangulaires recueillis au niveau des anodes sont symétriques entre eux, lorsque les caractéristiques des triodes sont identiques, si les valeurs des composants (résistances, condensateurs) sont les mêmes.

MULTIVIBRATEUR BISTABLE

La réalisation de ce montage à l'aide de tubes électroniques est reproduit à la figure 17-5.

L'une des triodes est bloquée alors que l'autre est saturée (conductrice au maximum), mais cet état est stable : il faut envoyer une impulsion,

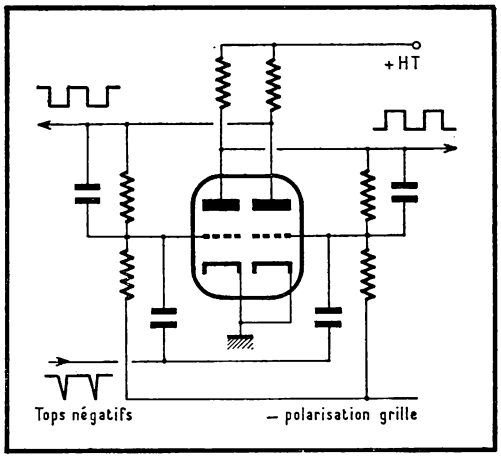


Fig. 17-5. — Le multivibrateur bistable bascule à chaque impulsion, en restant stable entre deux tops successifs.

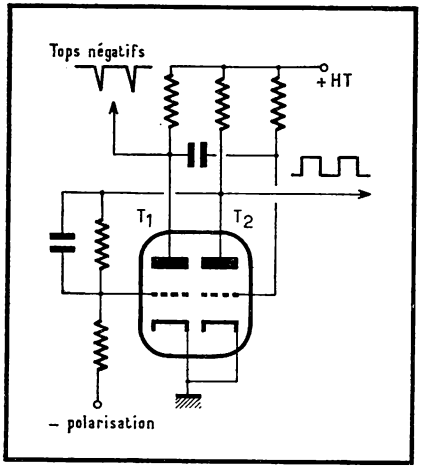


Fig. 17-6. — Le multivibrateur monostable bascule sous l'effet d'une impulsion, mais reprend très vite son état initial stable.

un top négatif sur les grilles, simultanément, pour provoquer le basculement du système qui restera stable jusqu'à l'envoi d'une nouvelle impulsion.

MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE

Comme son nom l'indique, ce montage possède un seul état stable, c'est-à-dire qu'une seule triode reste normalement bloquée, alors que l'autre conduit. Une impulsion négative fait basculer l'ensemble qui ne tarde pas à revenir à l'état initial.

Le multivibrateur monostable est constitué par un demi-multivibrateur astable et un demi-multivibrateur bistable, son schéma est reproduit à la figure 17-6. La triode T_1 est normalement bloquée, alors que la triode T_2, elle, conduit à la saturation ; cet état est stable. Une impulsion négative énergique, envoyée sur l'anode de la triode T_1, répercutée sur

la grille de la triode T_2, fait baisser le potentiel de polarisation de la grille de T_2, ce qui entraîne un basculement passager, puisque la triode T_2 se bloque alors que T_1 se met à conduire. Or, l'ensemble ne tarde pas à revenir à son état initial, stable : T_1 se rebloque tandis que T_2 se remet à conduire...

TRIGGER

Ce montage est connu pour ses deux états stables, son basculement ne se produisant que lorsque le potentiel de polarisation de la grille de la

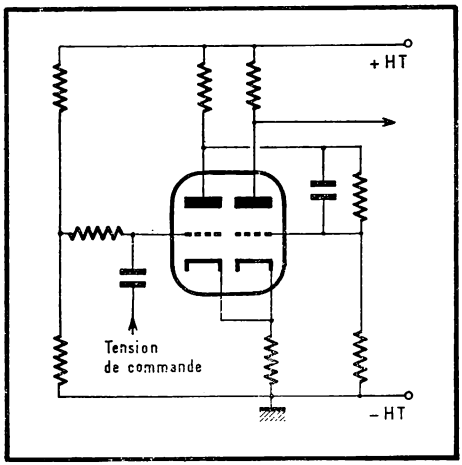


Fig. 17-7. — Le trigger, stable, ne bascule que lorsque la tension du signal qui lui est appliqué atteint et dépasse deux valeurs, inférieure et supérieure, qui commandent le basculement.

triode T_1 (fig. 17-7) atteint et dépasse, au cours des fluctuations imposées par la tension de commande, deux valeurs seuils qui commandent le basculement ; mais les deux états du système sont stables.

♦

Ici prennent fin nos considérations sur les tubes électroniques classiques et leurs fonctions non moins classiques. Nous allons aborder, maintenant, l'étude des tubes électroniques spéciaux, dont les applications semblent, du moins jusqu'à ce jour, interdites aux transistors...

CHAPITRE 18

LES CATHOSCOPES

Les cathoscopes, tubes à rayons cathodiques, sont ces tubes électroniques spéciaux dont le fond plat s'illumine sous l'effet d'un faisceau d'électrons ; ce sont les tubes-écrans dont l'emploi va sans cesse grandissant.

Les applications des cathoscopes sont de plus en plus nombreuses. Si la télévision, le radar les utilisent journellement, les électroniciens, dans leurs laboratoires, ne sauraient plus se passer de leurs services qui sont sans cesse sollicités avec les oscilloscopes et oscillographes, ces merveilleux appareils aux possibilités souvent insoupçonnées qui traduisent optiquement et directement un nombre incroyable de phénomènes parfois si complexes.

Constitution du cathoscope

Le *cathoscope* est essentiellement constitué par une ampoule de verre, où règne un vide assez poussé, dont la partie cylindrique reçoit les électrodes, portées à des potentiels convenables. La partie conique du cathoscope est terminée par une calotte sphérique de grand rayon de courbure, assez plate, qui forme *l'écran.*

Reportons-nous à la figure 18-1. Nous y distinguons d'abord une

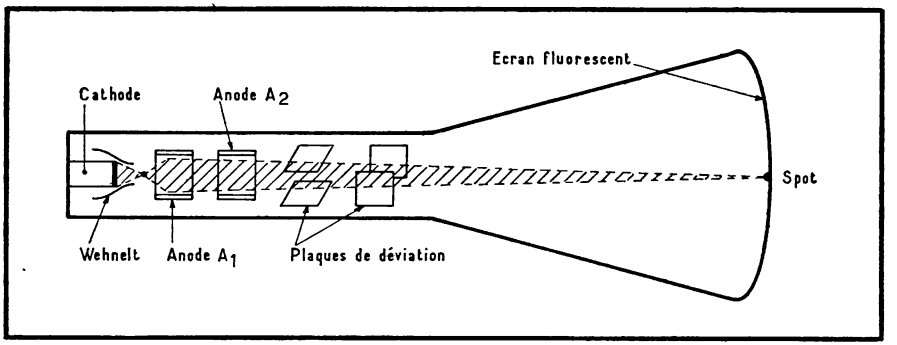


Fig. 18-1. — L'ensemble cathode-wehnelt est un « canon à électrons ».

cathode à chauffage indirect, dont la seule paroi émettrice d'électrons est le fond de ce petit cylindre en nickel. La cathode est enveloppée d'une électrode très particulière, le *wehnelt*, cylindrique, percée d'un trou permettant le passage des électrons (fig. 18-2) ; l'ensemble cathode-wehnelt est souvent qualifié de *canon à électrons*.

Le wehnelt est porté à un potentiel négatif par rapport à celui de la cathode, dans un double but :

a) — contrôler le nombre d'électrons émis par le canon, en direction de l'écran, en commandant par là même le faisceau d'électrons, *le faisceau électronique* et *la luminosité*. Il est bien évident que le wehnelt, porté à un potentiel négatif, par rapport à la cathode, influe sur la quantité, mais aussi sur la façon dont partent les électrons (négatifs), émis par la cathode spéciale.

b) — créer un champ électrostatique autour de la cathode, lequel champ concentre les électrons au point P, (fig. 18-2). Les électrons, chargés d'électricité négative, mobiles, sont, en un sens, des conducteurs d'électricité ; nous devrions plutôt dire des porteurs, car ils sont mobiles. Ils subissent l'influence d'un champ électrostatique, c'est normal, comme tout corps conducteur de l'électricité. Leur trajectoire est donc déviée, lorsqu'ils subissent l'influence d'un champ électrostatique ou d'un champ électromagnétique, exactement à la façon d'un conducteur électrique qui baigne dans un champ électrostatique ou électromagnétique.

Le wehnelt repousse les électrons, les faisant converger vers un point P de l'axe du canon à électrons, exactement comme une loupe, lentille convergente qui concentre les rayons lumineux en son foyer optique. Au point P nous avons ainsi une source (électronique) *ponctuelle* qui émet des électrons dans la direction opposée au canon à électrons. Les électrons obéissent aux lois de l'*optique électronique*. Nous allons voir quel trajet ils font à partir de la source P.

Toujours sur la figure 18-1, nous découvrons deux anodes, que nous avons appelées A_1 et A_2. Ce sont deux électrodes cylindriques, portées à des potentiels positifs par rapport à la cathode. Précisons que l'anode A_2 est soumise à un potentiel qui est généralement trois à quatre fois plus élevé que celui de l'anode A_1. Les deux anodes A_1 et A_2 constituent un système convergent, parlant optique électronique, qui, à la façon d'un objectif photographique, donne sur l'écran du cathoscope une image réelle, circulaire, de la source ponctuelle P. Cette image, petit point d'impact des électrons sur l'écran du tube à rayons cathodiques, est appelée *spot*. Le diamètre du spot est de l'ordre du dixième de millimètre.

Le spot est lumineux, car la paroi écran, à l'intérieur du cathoscope, a reçu un dépôt, un revêtement d'un enduit à base de corps chimiques minéraux. Ces corps chimiques, judicieusement triés, deviennent fluorescents sous l'action du spot. C'est ainsi que les silicates de zinc et de manganèse donnent une fluorescence verte. Il existe des tubes à fluorescence bleue, violette, jaune-vert, orange... La distribution spectrale des corps minéraux employés doit être voisine de la sensibilité maximale de l'œil pour convenir à l'observation directe.

La mise au point du système optique (électronique) s'opère sur l'écran ; dans un oscilloscope, la qualité de l'image dépend de la finesse du spot et de celle de la courbe lumineuse tracée. C'est en agissant sur la tension de polarisation de l'anode A_1 que l'on modifie la dimension du spot. L'anode A_2 de son côté, est une électrode accélératrice, dont le rôle est d'accroître la vitesse des électrons pour que ceux-ci viennent percuter l'écran avec une énergie cinétique suffisante (énergie cinétique = énergie donnée par la vitesse) pour provoquer l'illumination correcte. Ces électrons ne sauraient être captés par l'écran fluorescent, puisque l'écran n'est pas une électrode ;

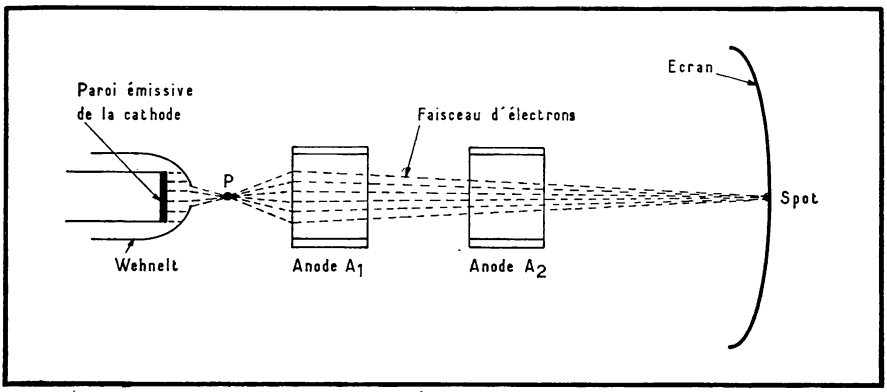


Fig. 18-2. — Les anodes A_1 et A_2 constituent une lentille convergente, en optique électronique.

mais les électrons rebroussent chemin pour aller se faire capter par les anodes (positives). Certains tubes, tels que ceux utilisés dans les récepteurs de télévision, possèdent une anode prévue spécialement à cet usage, disposée sur le cône du cathoscope. (Attention à la très haute tension : l'anode des tubes-écrans des récepteurs de télévision est portée à un potentiel de l'ordre de 15 000 V !)

Enfin, le cathoscope est encore pourvu de deux paires d'anodes, les *plaques de déviation* (fig. 18-1). Ces anodes ont pour rôle de faire dévier le faisceau électronique, ce qui revient à faire dévier le spot sur l'écran. C'est grâce aux plaques de déviation que l'on fait décrire au spot la courbe qui traduit optiquement, géométriquement, le phénomène électrique analysé.

Déviation électrostatique

Deux plaques parallèles, convenablement polarisées, constituent un condensateur ; il existe donc entre elles un champ électrostatique (fig. 18-3). Un électron, négatif, franchissant l'espace qui les sépare, est naturellement attiré par celle des plaques qui est polarisée positivement. Il est, par contre, repoussé par la plaque polarisée négativement, sa trajectoire est donc déviée. En l'absence de tensions appliquées sur les plaques de déviation, un électron de la source punctiforme P atteint le point O, au centre de l'écran.

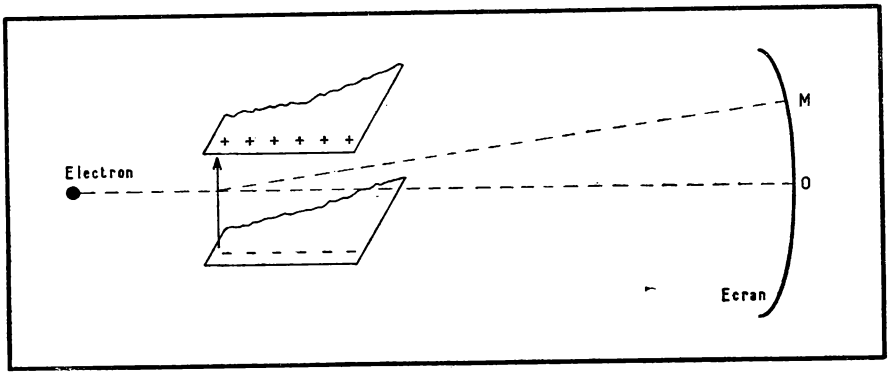


Fig. 18-3. — Les plaques de déviation, comme leur nom l'indique, font dévier les électrons de leur trajectoire normale.

Les plaques étant excitées, comme le montre la figure 18-3, l'électron vient percuter l'écran au point M.

Les *plaques verticales,* celles qui sont disposées verticalement dans le cathoscope, assurent la déviation horizontale du spot. Par contre, les *plaques horizontales* commandent la déviation verticale du spot. Les plaques horizontales et les plaques verticales étant excitées d'une façon alternative, il est bien évident que le spot lumineux décrit, sur l'écran, une courbe lumineuse qui traduit optiquement et géométriquement le phénomène observé, si le phénomène en question est préalablement traduit sous forme de signal électrique, signal dont la tension vient modifier le potentiel de polarisation des plaques de déviation.

Supposons que les plaques ne soient pas excitées : le spot reste immobile, au centre de l'écran.

Si une tension alternative est appliquée aux seules plaques horizontales, le spot décrit un segment de droite verticale ; si la tension alternative est appliquée aux seules plaques verticales, le spot décrit, cette fois, un segment de droite horizontale. Mais l'application simultanée de la tension

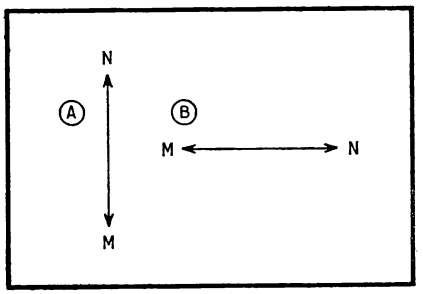


Fig. 18-4. — En a) seules les plaques horizontales sont excitées : le spot se déplace verticalement.
En b) les plaques verticales sont seules excitées : le spot se déplace horizontalement.

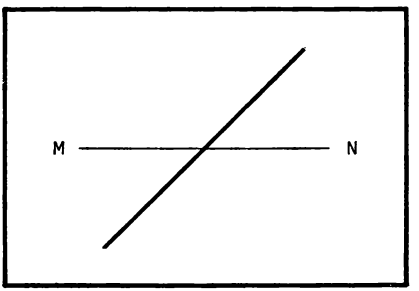


Fig. 18-5. — Lorsque les plaques horizontales et verticales sont excitées simultanément, le spot décrit une droite inclinée.

alternative aux deux jeux de plaques de déviation fait apparaître, sur l'écran, une trace lumineuse inclinée qui est la traduction géométrique, en deux dimensions, de la tension alternative appliquée aux plaques de déviation (fig. 18-4). Voilà qui suffit pour nous donner une idée sur le principe de base des oscilloscopes.

Dans la pratique, pour que la déviation du spot soit parfaitement bien équilibrée, il faut que les tensions appliquées sur les plaques de déviation soient égales et de signe opposé. Cela présente l'avantage de maintenir la concentration du spot dans les déviations importantes.

La sensibilité S d'un tube à rayons cathodiques s'exprime en millimètres de déviation, de déplacement du spot lumineux sur l'écran, par volt appliqué sur les plaques de déviation.

Déviation électromagnétique

Un champ magnétique dévie la trajectoire d'un électron tout comme le fait un champ électrostatique. Nous pouvons remplacer les plaques de déviation du cathoscope par un système de déviation électromagnétique constitué par un jeu de quatre solénoïdes placés à l'extérieur du tube (fig. 18-6). Ces bobines doivent être convenablement disposées pour que

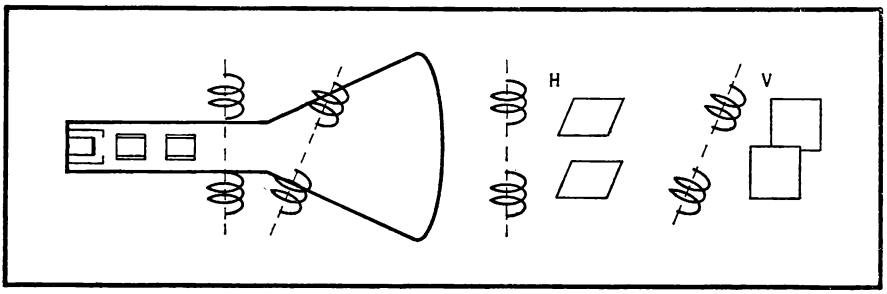


Fig. 18-6. — Les plaques de déviation sont remplacées bien souvent (tubes cathodiques de récepteurs de télévision) par des bobines électromagnétiques.

les champs électromagnétiques développés par elles, lorsqu'elles sont excitées, aient la même action sur le faisceau électronique que les plaques de déviation électrostatique. Les bobines de déviation, au nombre de quatre, seront apairées deux à deux : bobines de déviation horizontale et bobines de déviation verticale. On les appelle assez souvent bobines de déflexion, et l'ensemble : bloc de déflexion. Les cathoscopes des récepteurs de télévision du commerce sont tous du type à déflexion par bobines.

Dans un récepteur de télévision, on impose au spot un balayage automatique de l'écran de gauche à droite, en haut, puis un autre balayage identique situé immédiatement en dessous du premier. Le spot décrit ainsi un premier ensemble, pour venir ensuite effectuer un deuxième balayage entre les lignes du premier. On fait varier la luminosité du spot en fonction du signal reçu, venant de l'émetteur, pour obtenir, sur l'écran, un très

grand nombre de lignes, de successions de points de luminosité variable. C'est de cette façon que l'on reproduit l'image sur l'écran des cathoscopes des récepteurs de télévision.

Comme la fréquence du courant secteur E.D.F. est de 50 périodes par seconde, le balayage est synchronisé à raison de 50 demi-images par seconde (un balayage complet par 4 alternances), ce qui nous donne 25 images complètes par seconde. Dans le standard à définition 819 lignes, le spot décrit 25 fois 819 lignes par seconde, ce qui fait 20 475 lignes par seconde. Plus le standard de définition est élevé, c'est-à-dire plus le nombre développé de lignes pour l'exploration de l'image est élevé, plus l'image est fine, c'est bien évident.

CHAPITRE 19

LES TUBES SPECIAUX POUR HYPERFRÉQUENCES

Chacun sait que longueur d'onde (λ) et fréquence (f) sont liées par une formule simple : $f = V/\lambda$, V étant la vitesse de propagation de l'onde, soit, pratiquement, 300 000 kilomètres par seconde.

Cette formule montre que plus la fréquence d'un signal rayonné par un émetteur est élevée, plus la longueur d'onde émise par lui est petite.

Les techniciens crurent, au début, que les liaisons radio s'effectueraient entre des postes d'autant plus éloignés que les émetteurs de l'avenir fonctionneraient sur des fréquences plus « basses » et développeraient de très grandes puissances.

Ils prétendirent même qu'il était inutile de chercher « à descendre en dessous de 200 mètres », autrement dit qu'il ne fallait pas « monter » au-dessus de 1500 kHz, que l'avenir était aux longueurs d'ondes hectométriques... Pourtant les phénomènes de rayonnement avaient été mis en évidence par le physicien Hertz sur des ondes décimétriques !

Les radio-amateurs se virent allouer, sans enthousiasme, toutes les longueurs d'ondes inférieures à 200 mètres. Obligés donc de travailler en haute fréquence (pour l'époque), ils ouvrirent le chemin des ondes courtes, réussissant des liaisons transcontinentales qui surprirent d'autant plus les professionnels que les puissances de leurs émetteurs étaient dérisoires (de l'ordre de quelques watts !).

Aujourd'hui, si des longueurs d'ondes supérieures à 3000 mètres sont encore utilisées en de très rares circonstances, c'est uniquement parce que les stations existent, mais il ne viendrait pas à l'idée d'en construire de nouvelles, travaillant sur ondes si longues !

Radio, télévision, radar, goniométrie, appareils pour sondages, satellites, voilà autant de noms qui évoquent, pour nous, cette idée d'hyperfréquences **que l'on appelle** U. H. F. **(ultra hautes fréquences) ; pour les situer au-dessus des** T. H. F. **(très hautes fréquences), qui sont déjà bien plus élevées que les** H. F. **(hautes fréquences)... Mais peut-on réellement établir une classification des fréquences, quand on songe que l'on s'exprime**

aujourd'hui en gigahertz (milliers de mégahertz) pour parler des U. H. F., dans le domaine des télécommunications par satellite... alors que le petit mégahertz était la frontière infranchissable des techniciens du début du siècle...

Dans cette course aux U. H. F. il a fallu créer des tubes spéciaux, tubes pour hyperfréquences, qui, peut-être un jour, cèderont la place aux transistors U. H. F. de puissance, mais rendront encore de très appréciables services avant d'être remplacés...

Limitations des tubes électroniques classiques

Malgré tous les perfectionnements techniques qui ont été apportés aux tubes électroniques classiques, le fonctionnement de ces derniers devient de moins en moins efficace au fur et à mesure que croît la fréquence : le gain qu'ils procurent est de moins en moins important, le signal s'affaiblit au lieu d'être amplifié. Cette limitation est due au mécanisme électronique des tubes eux-mêmes ainsi qu'aux circuits qui leur sont associés.

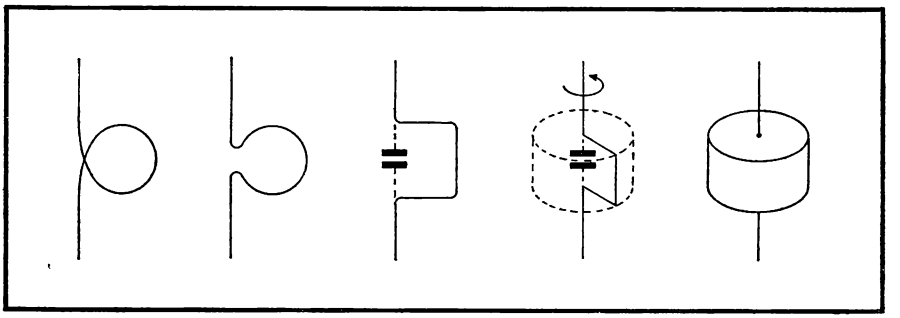


Fig. 19-1. — Une simple spire, une boucle, possède une capacité parasite associée. En la faisant tourner sur son axe, elle engendre une cavité résonnante cylindrique.

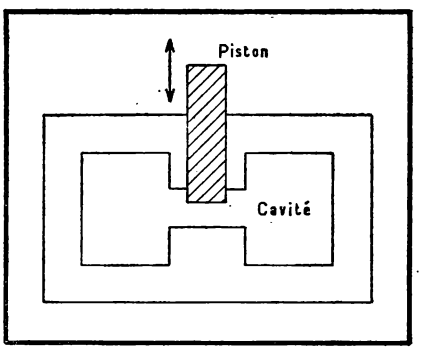
Nous avons expliqué le rôle, fâcheux, joué par les capacités inter-électrodes (chapitre 16) dans le tube électronique. Nous avons vu comment remédier à cet inconvénient en ajoutant des grilles supplémentaires à la triode. Une amélioration fort appréciable est ainsi obtenue quant au coefficient d'amplification, mais, en revanche, l'accroissement du nombre des grilles a pour effet d'augmenter le temps de transit, le temps que les électrons mettent à franchir les espaces entre cathodes et anodes. Somme toute, les tubes élecroniques classiques, que nous avons étudiés, ne sont pas adaptés aux hyperfréquences. Il a fallu concevoir des tubes spéciaux capables de « monter » aux U. H. F., mais il a fallu également s'intéresser aux circuits associés.

Cavité résonnante

Une inductance (bobine) possède un coefficient de self-induction L, qui conditionne la résistance apparente, l'impédance qu'elle offre au passage du courant alternatif auquel elle est soumise. Mais elle possède aussi une résistance « ohmique » pure qu'elle oppose au passage du courant continu, ainsi qu'une capacité parasite associée, celle qui existe, naturellement, entre ses spires.

Plus la fréquence du courant alternatif parcourant une bobine s'élève, plus le courant a tendance à circuler uniquement vers la périphérie du conducteur qui constitue la bobine, c'est ce qu'on appelle *l'effet de peau* (skin effect). Comme la région périphérique du conducteur est alors seule conductrice de l'électricité, aux hyperfréquences, tout se passe comme si le conducteur était creux. De ce fait, sa résistance ohmique augmente, puisque sa section utile se trouve réduite. Nous savons que la résistance d'un conducteur est, en effet, inverse de sa section : plus la section d'un fil est large, plus ce fil facilite le passage du courant électrique, plus sa résistance est faible.

La capacité parasite d'une bobine présente, par contre, une impédance qui décroît avec la fréquence du courant ($Z = 1/(2 \pi f C)$, mais rappelons-nous qu'à une fréquence de 10^{10} Hz, qui correspond à une longueur d'onde



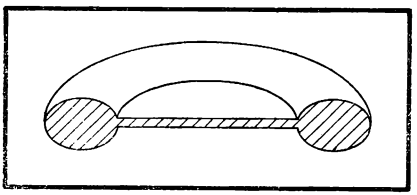


Fig. 19-2. — La cavité peut être de forme torique

Fig. 19-3. — En enfonçant plus ou moins le piston dans la cavité résonnante, on fait varier la fréquence de résonance de celle-ci.

de 3 cm, un condensateur de 1 pF présente une impédance de 15,9 Ω ; une valeur aussi faible signifie court-circuit...

Une simple boucle (fig. 19-1) devient, en U. H. F., une petite inductance, capable d'osciller sur une fréquence U. H. F. déterminée, en raison de la faible capacité parasite qui lui est associée. Faisons tourner cette boucle autour de son axe, elle décrit un cylindre, une cavité cylindrique, qui résonne sur la fréquence de résonance de la boucle... Un cylindre est donc capable de résonner sur une fréquence qui lui est propre, c'est une *cavité résonnante,* tout comme le tore (fig. 19-2) engendré par la rotation d'une boucle de forme circulaire.

Remarquons que le courant U. H. F., en raison de l'effet de peau, que nous venons d'expliquer, passe uniquement à la périphérie du conducteur « creux » qu'est la cavité résonnante.

Il est possible de faire varier la fréquence de résonance d'une cavité en intervenant sur ses dimensions intérieures, par exemple en enfonçant plus ou moins un piston dans cette cavité (fig. 19-3).

Le magnétron

Le magnétron, tube pour hyperfréquences, est un système électronique entretenant l'oscillation au sein d'une cavité résonnante.

Le magnétron à anode pleine (fig. 19-4) comprend une cathode cylindrique entourée par une anode concentrique. La cathode émet des électrons, c'est son rôle ; l'anode les attire. Soumettons l'ensemble à un champ magnétique *H* qui est toujours orienté dans le même sens, mais dont l'intensité est variable : les électrons sont soumis à l'influence de l'anode qui les attire, mais aussi à l'influence du champ magnétique qui fait dévier leur trajectoire. Nous avons vu, au cours du chapitre précédent, qu'un champ magnétique, créé par le passage du courant électrique continu dans un solénoïde, fait dévier un électron lorsque celui-ci passe dans le champ, au cours de sa trajectoire. Ce phénomène est appliqué pour la déviation du spot lumineux, dans les tubes à rayons cathodiques (cathoscopes).

Revenons à notre magnétron.

En l'absence de champ magnétique *H*, dans le magnétron, les électrons sont seulement soumis à l'attraction de l'anode. Leur trajectoire, pour se rendre à l'anode, est alors rectiligne, radiale, suivant un rayon du système cylindrique cathode-anode (fig. 19-5).

Appliquons maintenant le champ magnétique *H*. L'action de ce champ se combine avec celle de l'anode, qui attire les électrons. Les électrons

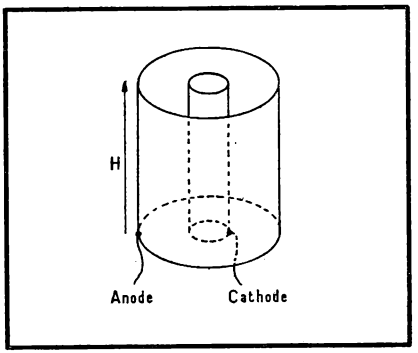
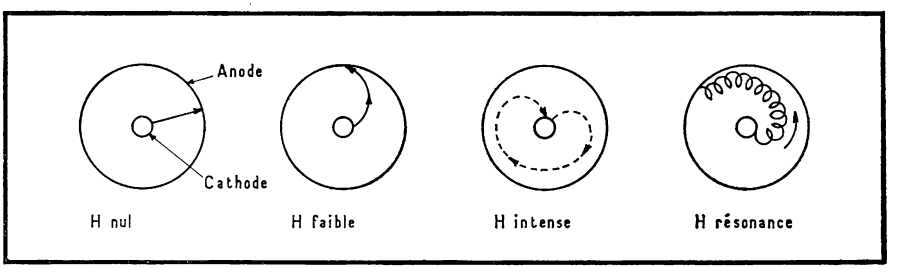


Fig. 19-4. — Le plus ancien des magnétrons : le magnétron à anode pleine.

Fig. 19-5. — La trajectoire décrite par les électrons est modifiée suivant l'intensité du champ magnétique H.



ne vont donc plus décrire une trajectoire rectiligne, droite, pour gagner l'anode, mais une trajectoire d'allure différente, suivant l'intensité du champ magnétique *H*. Ils atteindront l'anode après avoir décrit une trajectoire courbe si le champ *H* est faible (fig. 19-5). Si le champ *H* est puissant, ils passent près de l'anode, sans être captés par elle, car leur vitesse est alors trop grande ; ils retournent à la cathode. Pour une valeur particulière du champ magnétique *H*, ils décrivent une courbe sinueuse, épicycloïdique, avant d'être fixés par l'anode : dans ces condi-

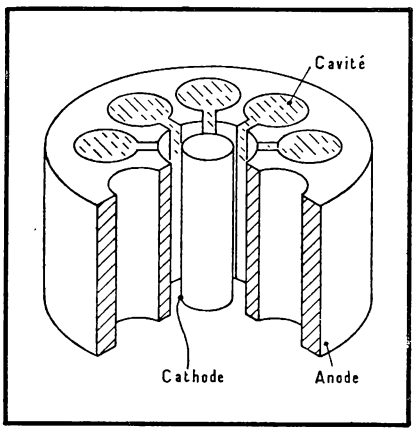


Fig. 19-6. — Des cavités résonnantes sont ménagées dans l'anode ; voici une vue éclatée du magnétron à cavités résonnantes.

tions le magnétron se met en résonance. Les oscillations entretenues sont malheureusement faibles.

Après de nombreuses années de recherches, les techniciens sont parvenus au magnétron à cavités résonnantes.

Magnétron à cavités résonnantes

Le magnétron à cavités résonnantes comprend essentiellement une cathode cylindrique placée au centre d'une anode concentrique pourvue d'un certain nombre de cavités résonnantes (fig. 19-6).

Au terme de leur trajectoire, les électrons arrivent sur l'anode avec une très grande vitesse. L'anode est ainsi soumise à un véritable bombardement d'électrons, elle s'échauffe. La chaleur dégagée est importante, elle est telle que la cathode elle-même se trouve chauffée au point qu'elle peut émettre des électrons (l'effet thermoélectronique) sans qu'il soit besoin de la chauffer électriquement à l'aide du filament. On arrête le chauffage de la cathode, par le filament, aussitôt que le magnétron est, comme on dit, amorcé.

Dans les différents systèmes que nous venons de voir, nous sommes toujours tributaires du temps de transit exigé par les électrons pour franchir l'espace cathode-anode, les possibilités des magnétrons sont donc, encore, limitées en fréquence. Ce délicat problème d'accélération de la vitesse de déplacement des électrons a, enfin, été résolu dans le klystron.

Le klystron

Dans un tube électronique classique, le faisceau électronique (faisceau d'électrons) est gouverné en intensité par la tension de polarisation de la grille de commande : c'est, en effet, la tension grille qui commande l'intensité du courant anodique, en d'autres termes la quantité d'électrons, issus de la cathode, qui se rendent à l'anode. On peut dire que la tension grille module le faisceau électronique.

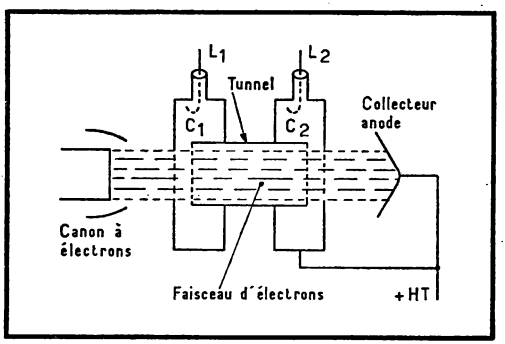


Fig. 19-7. — Dans un klystron, on module la vitesse de passage des électrons dans le tunnel.

La figure 8 représente le schéma d'un klystron amplificateur. Ce tube spécial pour hyperfréquences comporte *deux cavités résonnantes* C_1 et C_2 qui sont couplées entre elles, par l'intermédiaire d'un *tunnel*. Les cavités C_1 et C_2 sont pourvues d'ouvertures, qui autorisent le passage des électrons, venant de la cathode, lesquels doivent passer par le tunnel pour atteindre l'anode, électrode appelée *collecteur*. La cathode est un *canon à électrons*, comme dans un cathoscope (tube à rayons cathodiques), (chapitre 18).

Le système cavités-tunnel est polarisé positivement, par rapport à la cathode ; voilà qui a pour effet d'accélérer la vitesse des électrons issus de la cathode, lancés en direction de l'anode par le tunnel.

En L_1, en un point de la première cavité résonnante C_1, est injecté le signal à amplifier ; c'est un câble coaxial dont l'âme centrale est reliée à la paroi de la cavité qui amène le signal U. H. F. à amplifier.

Le signal, injecté en L_1, modifie le champ magnétique à l'intérieur de la cavité C_1, lui imposant sa loi de variation, influant par là sur la vitesse de passage des électrons : il y a bien modulation de la vitesse de transit des électrons.

Le faisceau d'électrons, modulé en vitesse, crée un champ magnétique variable dans la cavité C_2 en passant au niveau de cette cavité par le tunnel. Il apparaît ainsi un champ magnétique variable dans la cavité C_2, au rythme des variations du champ dans la cavité C_1. Mais le champ en C_2 est plus important qu'en C_1, il y a amplification du signal entrée en L_1. C'est en L_2 qu'une ligne coaxiale prélève le signal sortie et l'emmène vers l'utilisation.

Le klystron est, par excellence, le tube électronique amplificateur pour hyperfréquences.

CHAPITRE 20

IONISATION GAZEUSE ET TUBES A GAZ

Tous les tubes électroniques que nous avons étudiés jusqu'alors, de quelque type qu'ils soient, ont un point commun : ils sont tous constitués par des ampoules de verre, dans lesquelles règne un vide assez poussé.

Si on emprisonne un gaz dans l'ampoule, il est certain que le fonctionnement du tube électronique sera modifié.

Nous allons étudier les phénomènes d'ionisation gazeuse, ce qui nous conduira aux tubes à gaz.

L'ionisation gazeuse

Nous savons qu'un atome, à l'état normal, est électriquement neutre. Possédant autant de protons (en son noyau) que d'électrons qui gravitent autour, les charges élémentaires d'électricité positive des protons équilibrent les charges élémentaires d'électricité négative des électrons.

Lorsque l'atome d'un gaz, électriquement neutre, perd un électron, il devient positif, en raison du déséquilibre intervenu (enlèvement d'une charge négative). L'atome, qui perd un électron, devient un *ion positif.*

Pour arracher un électron à un atome, il faut vaincre les forces d'attraction de l'électron (négatif) de la part du noyau (positif), il faut donc fournir de l'énergie.

Supposons qu'un corpuscule, animé d'une grande vitesse, vienne percuter une surface métallique. A l'échelle corpusculaire, ce petit corps, mobile, possède cependant une certaine énergie cinétique, due à sa vitesse. Si le choc avec un atome de métal est suffisamment fort pour arracher un électron à cet atome, *l'ionisation par choc* est déclenchée (fig. 20-1).

L'atome percuté, ayant perdu un électron, devient ion positif. Il arrive souvent que le choc soit suffisamment violent, toujours à l'échelle corpusculaire, pour que plusieurs électrons soient arrachés, d'un seul coup, au même atome, par le choc. Les électrons extraits de l'atome, qui vient de s'ioniser, vont, à leur tour, arracher des électrons aux atomes voisins, s'ils quittent leur atome d'origine avec une vitesse leur conférant une

énergie cinétique suffisante pour ioniser les atomes voisins. L'ionisation par choc se développe alors en chaîne.

Si l'on peut ioniser un gaz, en soumettant ses atomes à un bombardement par électrons, on peut aussi arracher des électrons aux atomes d'une plaque métallique en concentrant un faisceau ionisant (rayons lumineux, par exemple) sur la surface du métal. Il faut préciser que, dans la théorie moderne de la lumière, un faisceau lumineux est constitué par un déplacement massif de *photons*, corpuscules qui se déplacent à la vitesse de la lumière (300 000 kilomètres par seconde).

Le bombardement par photons est donc capable de déclencher l'ionisation des atomes à la superficie d'un corps métallique, tout comme il peut aussi provoquer l'ionisation de certains gaz.

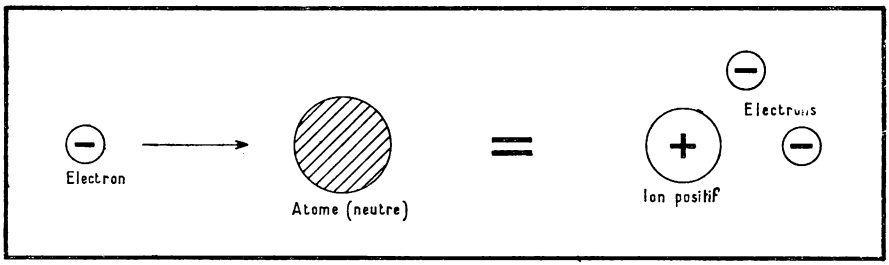


Fig. 20-1. — Un électron percute un atome : si son énergie cinétique est suffisante, il arrache un électron à l'atome.

Nous avons dit qu'un atome peut fort bien perdre plusieurs électrons. Voilà qui correspond à différents degrés d'ionisation, lesquels ont nécessité, chacun, le déploiement d'une même quantité d'énergie élémentaire, le *quantum* d'énergie. Inversement, lorsqu'un ion positif adopte un électron, pour revenir à l'état d'équilibre électrique de l'atome normal, la même quantité d'énergie est restituée, mais le phénomène s'accompagne d'émission lumineuse.

Décharge dans les gaz

Les électrons, dans un tube électronique classique, ne rencontrent que de très rares molécules d'air, qui restent encore dans le tube, après qu'on y ait fait le vide. Mais, si, dans le tube électronique, nous emprisonnons un gaz, tel que le néon, il est bien évident que les électrons vont ioniser les atomes du gaz qu'ils vont rencontrer, au cours de leur transit, dans le tube « à gaz ».

Des atomes de gaz vont donc s'ioniser en libérant d'autres électrons. Le fonctionnement du tube à gaz n'aura rien de commun avec celui du tube à vide, puisque l'anode fixera un nombre différent d'électrons : ceux provenant de la cathode et ceux provenant de l'ionisation des atomes du gaz. L'intensité du courant anodique dans un tube sera différente de celle du courant anodique du même tube, vide de gaz.

Dans certains tubes à gaz, il n'est même pas nécessaire de chauffer la

cathode, pour lui faire émettre des électrons par effet thermoélectronique. Les atomes des gaz sont dans une perpétuelle agitation ; le seul fait de connecter les électrodes des tubes à gaz à *cathode froide* (non chauffée) aux bornes d'une source d'alimentation, suffit à intensifier l'effervescence des atomes du gaz emprisonné pour provoquer l'ionisation de ce gaz. Des électrons sont arrachés aux atomes du gaz, ils viennent arracher d'autres électrons au métal des électrodes, à la cathode et à l'anode. La cathode, froide, se voit arracher des électrons sans qu'il soit nécessaire de la chauffer. L'anode continue, bien sûr, à capter des électrons, mais l'intensité du courant anodique qui s'établit dans un tube à gaz n'est pas comparable avec celle du courant anodique d'un tube classique.

La figure 20-2 représente le schéma d'un montage comportant un tube électronique diode contenant un gaz sous très faible pression, sous une pression de très loin inférieure à la pression atmosphérique. La cathode

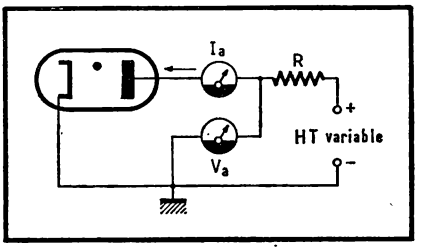


Fig. 20-2. — Le point dans le symbole du tube indique que le tube électronique est du type « tube à gaz ».

froide du tube à gaz est reliée au pôle moins d'une source d'alimentation continue, à tension variable. Le pôle + H. T. de la source d'alimentation alimente l'anode de la diode à gaz, à travers la résistance R.

Le fait de mettre sous tension le tube diode à gaz déclenche l'émission d'électrons à partir des atomes du gaz. Ces corpuscules, à leur tour, en libèrent d'autres ; la cathode, soumise au bombardement d'électrons, émet elle-même des électrons. L'anode, positive, attire des électrons libres, dans le tube. Elle les fixe, en fournissant, en contrepartie, autant de lacunes qu'elle en accepte ; un courant anodique s'établit, c'est la décharge électrique dans le tube.

Nous remarquerons que la tension anodique V_a est égale à la tension aux bornes de la source d'alimentation, moins la chute de tension au long de la résistance R, résistance parcourue par le courant anodique d'intensité I_a.

Faisons varier la tension aux bornes de la source d'alimentation et relevons la courbe $I_a = f(V_a)$, c'est-à-dire la courbe représentative des variations de l'intensité du courant anodique I_a en fonction des variations de la tension anodique V_a, entre l'anode et la cathode. Examinons cette courbe (fig. 20-3).

Du point A au point B, l'intensité du courant anodique I_a, faible, croît proportionnellement avec la tension anodique V_a. Mais, entre le point B et le point C, l'intensité I_a ne croît plus avec la tension V_a ; c'est donc que, le long du palier BC, l'intensité I_a plafonne. Le palier BC traduit l'existence d'un courant anodique de *saturation*.

D'un bout à l'autre du tronçon ABC, dès que nous coupons l'alimen-

tation (+ H. T.) de la diode à gaz, le courant anodique s'annule, le tronçon ABC correspond à la *décharge obscure non autonome.*

Franchissons le point C, en faisant croître au delà la tension d'alimentation. L'intensité du courant anodique augmente à nouveau, c'est donc que de nouvelles charges d'électricité sont libérées à l'intérieur du tube. L'anode fixe davantage d'électrons (négatifs), en fournissant toujours, bien entendu, autant de lacunes (positives).

Lorsque la tension anodique atteint la valeur positive V_{am}, d'un seul coup le tube s'illumine, c'est l'amorçage, c'est la *décharge luminescente.* Mais si nous coupons l'alimentation de notre diode à gaz, en ouvrant l'interrupteur S, le phénomène cesse. Si nous remettons sous la même tension V_{am}, la luminescence ne se déclenche pas, il est nécessaire de parcourir à nouveau le même chemin que précédemment, c'est-à-dire faire monter progressivement, depuis le début, la tension d'alimentation.

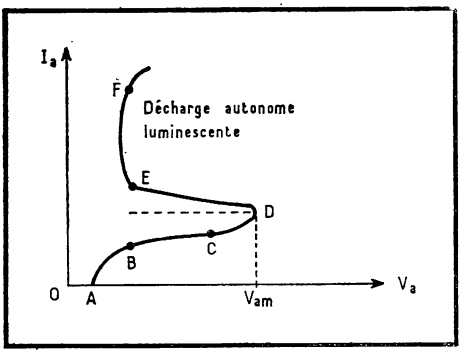


Fig. 20-3. — Lorsque la tension anodique V_a atteint la valeur V_{am} (tension d'amorçage), le tube s'illumine : c'est la décharge luminescente.

Provoquons la décharge luminescente, puis continuons à faire augmenter la tension d'alimentation. Nous remarquerons que la luminescence persiste, au delà du point D, sur la courbe $I_a = f(V_a)$, mais que l'intensité du courant anodique augmente, alors que la tension anodique V_a, entre l'anode et la cathode, diminue. Il ne faut pas s'étonner d'un tel phénomène : rappelons-nous que la tension anodique V_a est égale à la tension délivrée par la source d'alimentation, moins la chute de tension R. I_a due au passage dans la résistance R du courant anodique d'intensité I_a.

L'intensité du courant anodique I_a croît, alors que la tension anodique V_a diminue, jusqu'au point E sur la courbe $I_a = f(V_a)$, comme nous le montre la figure 20-3. Mais, au delà du point E, voici l'intensité du courant anodique qui croît beaucoup entre les points E et F, alors que la tension anodique V_a ne varie plus. Ce palier vertical EF nous indique que le tube « débite » *un courant anodique d'intensité variable sous une tension anodique constante.*

Le segment EF, de la courbe $I_a = f(V_a)$, correspond à une variation de la tension de la source d'alimentation au delà de la valeur qui correspond au point E.

Une fois le point E franchi, sur la courbe, c'est-à-dire si la tension d'alimentation est supérieure à la valeur qui correspond au point E, l'illumination du tube cesse aussitôt que nous coupons l'alimentation. Mais l'illumination reprend dès la remise sous la même tension. Le palier (vertical) EF correspond à la *décharge autonome luminescente.*

Stabilisation de tension d'alimentation par tube à néon

Cette propriété de débiter un courant anodique d'intensité variable, sous une tension constante, est exploitée avec les *tubes régulateurs à néon,* utilisés pour stabiliser la tension délivrée par une source d'alimentation, lorsque le débit (intensité) qui est demandé à la source d'alimentation est variable. En d'autres termes, il est facile, avec des tubes régulateurs de tension (à cathode froide), d'alimenter des montages sous tension constante, alors que l'intensité du courant consommé par les montages peut varier, entre des limites bien entendu à définir. Ces limites guideront l'utilisateur dans le choix du type de tube régulateur, parmi les modèles figurant au catalogue du fabricant.

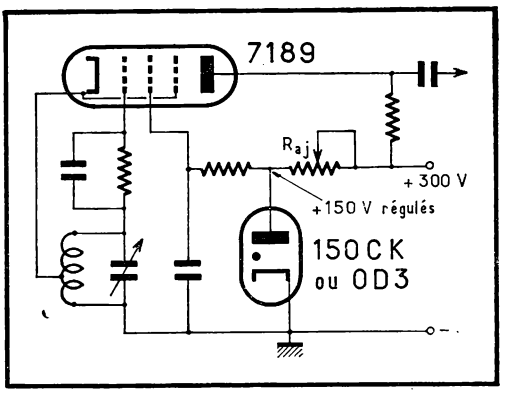


Fig. 20-4. — Utilisation d'un tube à néon pour la régulation de la tension d'alimentation d'un oscillateur E.C.O.

A la figure 20-4 nous reproduisons le schéma d'un oscillateur du type E.C.O. dont la tension d'alimentation de l'écran est stabilisée par un tube régulateur à néon (à cathode froide). Nous avons dit, au cours du chapitre 17, que l'oscillateur E.C.O. est réputé pour sa stabilité en fréquence. La grille-écran du tube 7189 (fig. 20-4) joue le rôle de l'anode de l'oscillateur, l'anode du tube servant au couplage électronique. En stabilisant la tension appliquée à la grille-écran du tube, on obtient un oscillateur à fréquence variable dont la stabilité est extraordinaire, comparable à celle d'un oscillateur piloté par cristal de quartz, mais dont il est possible de faire varier, à volonté, la fréquence accordée d'oscillation par condensateur variable (circuit oscillant L.-CV).

La résistance ajustable R_{aj} est le siège d'une chute de tension due au passage du courant qui la traverse, se rendant à la grille-écran. Il suffit de régler la valeur de la résistance ajustable R_{aj} du montage pour obtenir l'amorçage, avec illumination du tube 150 C1 K. Dès cet instant, la tension anodique du tube régulateur restera de 150 V (caractéristique du tube). La grille-écran du tube oscillateur 7189 sera ainsi alimentée à partir d'une tension stabilisée à 150 V. La tension de la grille-écran sera donc régulée, ce qui fait que l'oscillateur sera d'une absolue stabilité en fréquence.

Tension disruptive

Revenons-en à notre expérimentation sur la diode à gaz. Nous avons vu que la décharge autonome luminescente se déclenche pour une valeur particulière, minimum, de la tension délivrée par la source d'alimentation, ce qui correspond à une valeur particulière de la tension anodique V_a, entre l'anode et la cathode. Cette tension anodique limite, au delà de laquelle persiste la décharge autonome luminescente, est appelée *tension disruptive* (V_{ex}).

La tension disruptive est fonction uniquement (*loi de Paschen*) du produit de la pression du gaz par la distance séparant les électrodes (anode et cathode).

Voilà qui explique pourquoi une bougie d'allumage de moteur à explosion fonctionne très bien à l'air libre (étincelle), mais se révèle hors d'usage une fois en place sur le cylindre (plus d'allumage).

La distance qui sépare les électrodes d'une bougie peut fort bien autoriser l'étincelle dans le milieu air ambiant, car la tension disruptive de l'air s'y prête. Mais la bougie, posée sur le cylindre, est en présence d'un mélange carburant-air, dont la tension disruptive est beaucoup plus élevée que celle de l'air ambiant, en raison de la pression élevée (compression) du mélange carburant-air dans le cylindre.

La distance entre les électrodes de la bougie peut fort bien convenir pour provoquer l'étincelle dans l'air, mais elle est trop grande vis-à-vis du mélange carburant-air, dans le cylindre du moteur à explosion.

Tube compteur de Geiger

Le tube compteur de Geiger est destiné à la mesure des rayonnements ionisants (radiations électromagnétiques, rayons X, γ), à détecter et compter les rayons corpusculaires (α, β, etc.), à détecter les corps radioactifs.

Le tube de Geiger est constitué par un tube de verre (fig. 20-5), dans lequel est emprisonné un gaz rare (hélium, argon), additionné d'un halogène (brome). Les deux électrodes anode et cathode sont disposées concentriquement dans le tube. L'anode centrale est chargée par une résistance de forte valeur (1 MΩ), à partir du pôle « plus » d'une source d'alimentation continue, dont la tension entre les bornes est très souvent supérieure à 1000 V. Toutefois, la tension appliquée à l'anode est légèrement inférieure à la tension disruptive du gaz emprisonné dans le tube. Le point de fonctionnement du tube de Geiger est situé sur le tronçon de la courbe $I_a = f\ (V_a)$ qui correspond à la décharge semi-autonome.

Lorsque certaines particules ionisantes traversent le tube de Geiger, elles provoquent une brève ionisation du gaz, qui se traduit par une impulsion de courant anodique. Il suffit d'amplifier les impulsions de courant anodique et de les totaliser, pour connaître l'intensité du rayonnement ionisant à contrôler.

Tubes luminescents et fluorescents

Nous dirons quelques mots de ces tubes qui sont des applications du phénomène de décharge dans les gaz, utilisant l'émission lumineuse consécutive à la décharge autonome luminescente.

A chaque gaz correspond un *spectre d'émission,* c'est-à-dire une plage de radiations étalées dans le spectre chromatique (obtenu à la décomposition de la lumière par un prisme), en termes simples : une certaine couleur de lumière. Cependant, une fraction réduite de l'énergie est seule émise dans le spectre visible (par l'œil), la plus grande partie étant émise dans l'ultra-violet (radiations qui font brunir la peau... mais que l'œil ne perçoit pas).

L'émission visible est utilisée directement dans les *lampes à vapeur de mercure* (couleur bleue), les *lampes à vapeur de sodium* (couleur jaune) pour l'éclairage de grands espaces (terrains d'aviation, stades, autoroutes...)

Les *lampes germicides* à vapeur de mercure produisent beaucoup de radiations dans l'ultra-violet, comme les lampes à *lumière de Wood,* utilisées pour des effets spéciaux (lumière « noire »).

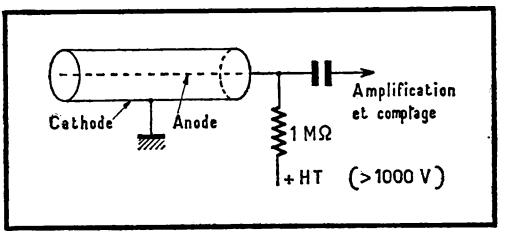


Fig. 20-5. — Le tube de Geiger - Muller s'emploie pour la détection de certaines radiations.

Il est possible, à l'aide des radiations ultra-violettes, d'exciter des revêtements spéciaux déposés sur les parois intérieures des *tubes fluorescents,* dont l'emploi s'est généralisé à profusion, en raison du rendement lumineux intéressant de ces tubes. Du choix judicieux des produits entrant dans la composition du revêtement interne, dépend la qualité de la composition spectrale du flux lumineux émis (tubes lumière du jour...) Certains tubes sont fabriqués avec des verres habilement réalisés qui possèdent des propriétés fluorescentes savamment utilisées par la publicité, ce sont les enseignes lumineuses qui font l'admiration du public...

Tubes pour flashes électroniques

La photographie a vu décupler ses possibilités avec l'invention du flash électronique, qui permet les instantanés ultra-rapides.

Les « lampes à éclairs » contiennent généralement du gaz *xénon,* lequel fournit une lumière blanche fortement *actinique,* c'est-à-dire propre à sensibiliser énergiquement et sans trop d'aberrations chromatiques les surfaces sensibles (films) pour prises de vues.

La décharge d'un condensateur, chargé sous haute tension, dans un tube flash, provoque un éclair très bref. Or, l'énergie libérée en une milliseconde donne un courant dont l'intensité peut dépasser plusieurs dizaines de milliers d'ampères..., c'est dire combien le flash est violent.

Le phanotron

C'est une diode à gaz, à *cathode chaude.*

Prenons une diode à vide classique et soumettons-la à une tension alternative appliquée entre son anode et sa cathode.

Comme la diode ne laisse passer le courant électrique que dans le sens anode-cathode (à l'intérieur de la diode), notre diode ne laissera passer le courant, ne sera conductrice, que lorsque son anode sera positive par rapport à sa cathode, donc uniquement lorsque son anode recevra les alternances positives de la tension alternative qui lui est appliquée.

Le courant électrique, à l'extérieur de la diode, va de la cathode à l'anode (fig. 20-6).

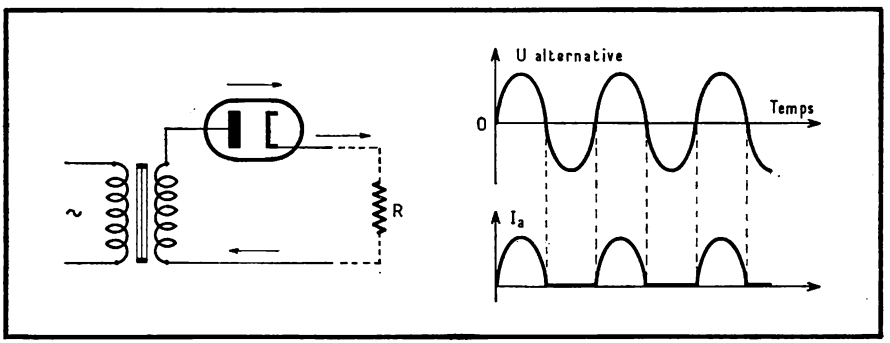


Fig. 20-6. — La diode ne conduit que pendant les alternances positives de la tension alternative appliquée entre son anode et sa cathode.

Notons qu'il est avantageux, lorsqu'on doit *redresser* un courant alternatif, c'est-à-dire transformer un courant alternatif en courant continu, de redresser les deux alternances (positive et négative), par le truchement de deux diodes, ou d'une double-diode contenant, dans le même tube, deux diodes (tube composite).

Chaque diode (fig. 20-7) redresse alors la moitié des alternances (alternatives). On produit alors un courant électrique qui passe toujours dans le même sens, mais dont la tension est pulsée (bosses). A l'aide d'une *cellule de filtrage,* cellule en π, constituée par une inductance associée à deux condensateurs, on régule l'ondulation du courant électrique redressé, pour obtenir finalement un courant électrique très sensiblement équivalent à un courant continu.

Le phanotron, avons-nous dit, est une diode à gaz, dont la cathode est du type cathode à chauffage indirect (fig. 20-8).

Sans gaz à l'intérieur, le phanotron se comporterait exactement comme

une banale diode à vide. Mais la présence du gaz, dans le phanotron, fait que ce curieux tube ne devient conducteur que lorsque la tension alternative, qu'on lui donne à redresser, atteint et dépasse la tension d'amorçage V_{am}. A ce moment-là, il s'illumine.

Si U est la tension alternative appliquée au phanotron à un instant donné et V_{am} sa tension d'amorçage, il faut donc que U soit supérieure à V_{am} pour que le phanotron s'amorce.

Lorsque le phanotron conduit (lorsque la tension U est supérieure à V_{am}), un courant anodique passe dans le tube, ce qui a pour conséquence de créer une chute de tension dans la résistance de charge de sa cathode, résistance qui figure la résistance des appareils consommateurs alimentés en courant redressé.

Une chute de tension dans la résistance de charge fait que la tension anodique du phanotron est inférieure à la tension de la source alternative qui alimente le tube. ($V_a < V_{am} < U$)

Le graphique de la figure 20-9 montre, en superposition, la variation de la tension alternative appliquée au phanotron, la variation de la tension anodique du tube, avec le petit décrochement (chute de tension) qui se produit au moment de l'amorçage. La zone hachurée correspond au temps pendant lequel le phanotron conduit.

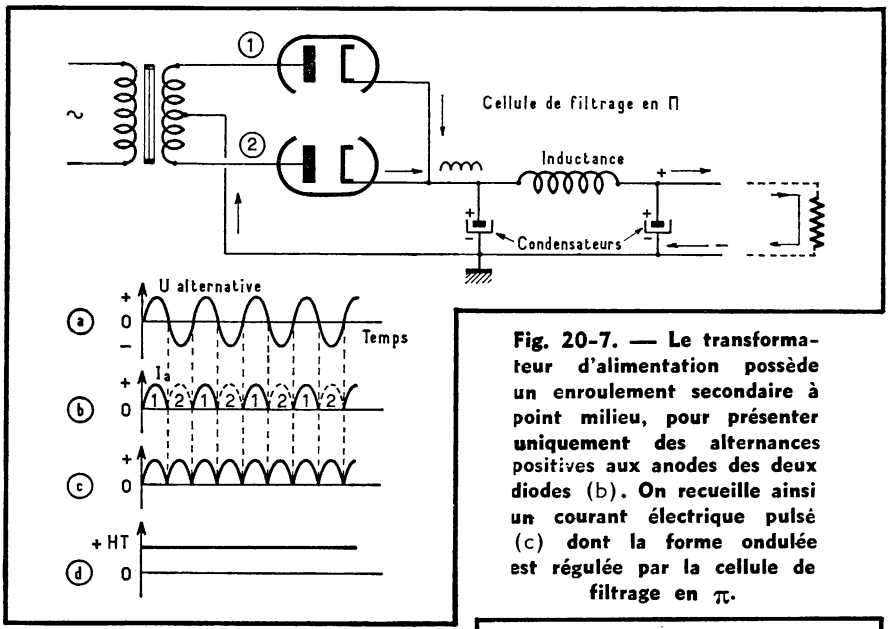


Fig. 20-7. — Le transformateur d'alimentation possède un enroulement secondaire à point milieu, pour présenter uniquement des alternances positives aux anodes des deux diodes (b). On recueille ainsi un courant électrique pulsé (c) dont la forme ondulée est régulée par la cellule de filtrage en π.

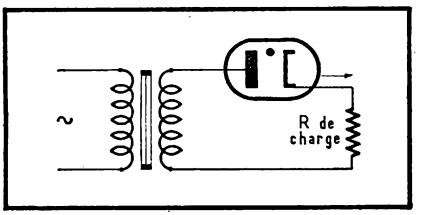


Fig. 20-8. — La résistance de charge, dans le circuit de cathode du phanotron, figure les appareils consommateurs du courant redressé par le phanotron.

La tension alternative appliquée au phanotron, après avoir atteint sa valeur maximale, décroît, vers le zéro, pour changer ensuite de signe, passant de la valeur positive à la valeur négative. Lorsque la tension alternative appliquée au phanotron diminue ainsi pour atteindre (et franchir) la tension d'amorçage V_{am}, le phanotron se désamorce, il ne conduit plus, son illumination cesse. Le phénomène se reproduit cycliquement, à la fréquence de la tension alternative appliquée.

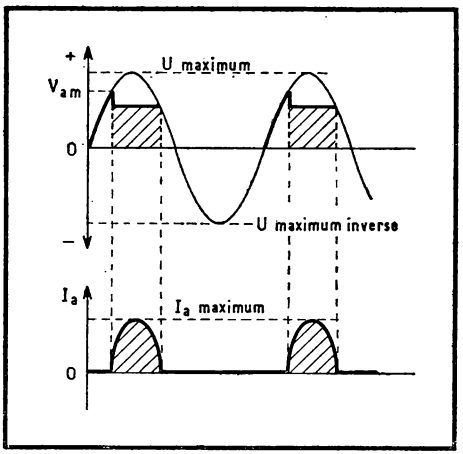


Fig. 20-9. — Le phanotron n'est conducteur que lorsque la valeur de la tension alternative qui l'alimente est supérieure à V_{am}, valeur de la tension d'amorçage.

Il est intéressant d'utiliser les phanotrons pour le redressement, en effectuant le redressement des deux alternances, à la façon des doubles diodes, comme nous l'avons montré tout à l'heure. Nous ajouterons que le rendement des phanotrons est supérieur à celui des diodes à vide.

De nombreuses stations fixes de transformation d'énergie électrique à courant alternatif en courant continu sont équipées de phanotrons. Elles alimentent entre autres des réseaux de traction électrique. En installations mobiles, on leur préfère les diodes semiconductrices au silicium...

Le thyratron

Le thyratron est une triode à gaz qui comporte une cathode chaude, une grille de commande et une anode.

Le courant anodique d'un thyratron, qui est très intense, ne s'établit, brutalement, que lorsque le potentiel de la grille de commande atteint et dépasse une certaine valeur critique, pour une tension anodique donnée.

La grille, polarisée négativement, repousse, vers la cathode, les électrons qui sont émis par la cathode, tout comme dans une triode classique dont la grille est polarisée au cut-off. Mais lorsque la grille est polarisée moins négativement, lorsqu'elle est portée à un potentiel, de valeur critique, qui correspond à une valeur bien déterminée de la tension anodique, des électrons franchissent la grille pour rejoindre l'anode qui les attire. Les électrons libérés ionisent le gaz à l'intérieur du thyratron, ce dernier s'amorce. Mais, *lorsque l'amorçage est déclenché, l'action de*

la grille devient nulle, quel que soit son potentiel de polarisation, la grille perd son pouvoir de commande.

L'action de la grille d'un thyratron est irréversible : elle peut empêcher l'amorçage du tube, mais ne peut bloquer le tube amorcé.

LE THYRATRON RELAIS

Lorsque le thyratron est alimenté en courant alternatif (tension alternative appliquée entre son anode et sa cathode), mais lorsque sa grille est polarisée à la tension négative (continue) de blocage, le thyratron reste bloqué, il se comporte comme un phanotron que l'on pourrait bloquer à volonté (fig. 20-10).

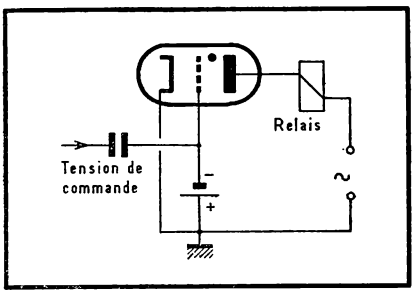


Fig. 20-10. — Le thyratron conduit lorsque la tension de commande (par la grille) provoque le déblocage. Le courant anodique passant dans la bobine d'un relais, ce dernier déclenche.

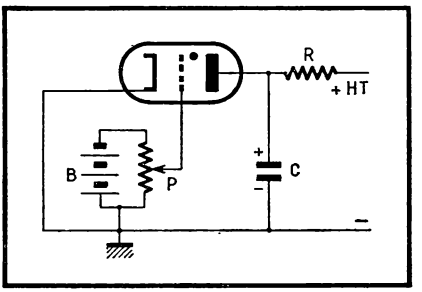


Fig. 20-11. — L'anode du thyratron est portée au potentiel de l'armature positive du condensateur C.

Lorsqu'une impulsion suffisamment positive est envoyée sur la grille, le thyratron se débloque, instantanément, mais il ne conduit que pendant les alternances positives de la tension alternative appliquée entre son anode et sa cathode, comme un phanotron.

Cependant, lorsque cesse l'impulsion positive sur la grille de commande, la grille se repolarise à la tension de blocage, *le blocage s'effectue pendant la première alternance négative* de la tension (alternative) appliquée au thyratron, entre son anode et sa cathode, car le thyratron ne conduit pas, pendant les alternances négatives.

Le thyratron est donc un excellent relais de commande, de protection...

LE THYRATRON OSCILLATEUR

Reportons-nous au schéma de la figure 20-11.

Nous y trouvons un thyratron dont la grille peut être polarisée à une tension ajustable, négative par rapport à sa cathode (système batterie B, potentiomètre P).

La source d'alimentation + H.T. charge un condensateur C, à travers une résistance R. Le potentiel de l'armature du condensateur C reliée à la résistance R, devient de plus en plus positif, au fur et à mesure de la charge. L'anode du thyratron est portée au même potentiel que l'armature en question du condensateur C, puisqu'elle lui est reliée. La ten-

sion anodique du thyratron est donc, à tout moment, égale au potentiel de charge du condensateur C. Lorsque la tension anodique du thyratron, qui croît au fur et à mesure de la charge du condensateur C, atteint la valeur critique qui correspond à l'amorçage, pour la tension de polarisation de la grille de commande fixée, le thyratron s'amorce. Le condensateur C vide alors sa charge électrique par le thyratron. En effet, l'armature C, en liaison avec l'anode du thyratron, a emmagasiné une certaine quan-

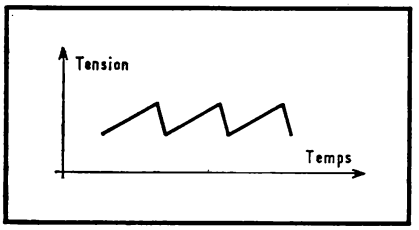


Fig. 20-12. — Un thyratron monté en oscillateur à relaxation (fig. 20-11) délivre un signal en dents de scie.

tité de charges élémentaires d'électricité positive, qui vont rejoindre, par l'intérieur du thyratron, l'autre armature du condensateur C. Cette dernière armature est connectée, en compagnie de la cathode du thyratron, au pôle moins de la source d'alimentation. Le condensateur C se décharge donc par l'intérieur du thyratron.

La décharge est très brève, intense ; c'est l'effondrement de la tension anodique du thyratron. La tension anodique tombe à une valeur si basse que le blocage se déclenche, le thyratron ne conduit plus. Le phénomène, cyclique, recommence.

Avec un tel système, il est très facile de produire des *oscillations de relaxation,* caractérisées par la variation en *dents de scie* de la tension anodique du thyratron (fig. 20-12).

♦

Il existe encore d'autres types de tubes à gaz, destinés au redressement de courants continus, tubes de très grande puissance. Nous mentionnerons, pour mémoire, les *tubes à cathode de mercure,* c'est-à-dire des tubes dont la cathode est constituée par une coupelle de mercure, les *excitrons* et les *ignitrons.*

CHAPITRE 21

LES CELLULES PHOTO-ELECTRIQUES

Voilà un terme qui, à lui seul, évoque tout un programme, tant l'usage des cellules photo-électriques est aujourd'hui répandu.

Un dispositif qui ouvre une porte à l'apparition d'un visiteur, qui compte le nombre de boîtes de conserves sortant d'une chaîne de fabrication, qui commande la mise en service de l'éclairage artificiel lorsque tombe la nuit, voilà autant de réalisations qui étonnent tout le monde, mais que tout le monde trouve si banales, en disant : « Après tout ce n'est jamais qu'une cellule photo-électrique qui fait fonctionner le mécanisme ».

Nous allons jeter ensemble un « coup d'œil » sur les cellules photo-électriques !

Une *cellule photo-électrique* est un système qui, soumis à un rayonnement lumineux, libère des électrons et des lacunes. Selon la manière, précisément, dont sont libérées les charges d'électricité, nous classerons et étudierons quatre types de cellules photo-électriques : cellules photo-émissives, cellules photovaltaïques, photodiodes et cellules photoconductives.

Cellule photo-émissive à vide

Une cellule photo-émissive est constituée par un tube de verre, où règne un vide poussé, tube dans lequel sont disposées deux électrodes qui sont la *photocathode et l'anode* (fig. 21-1).

L'anode, cylindrique, en forme de bâtonnet, est placée dans l'axe du tube ; la photocathode l'entoure. La photocathode, comme son nom l'indique, a pour rôle d'émettre des électrons, lorsqu'elle est soumise à un rayonnement lumineux. Nous avons expliqué, au début du chapitre précédent, qu'un faisceau lumineux arrache des électrons à une cathode, en la bombardant de photons. La photocathode émet donc des électrons, en

quantité proportionnelle, c'est bien évident, à l'intensité du rayonnement lumineux auquel elle est soumise.

Nous insisterons sur la géométrie particulière des électrodes de la cellule photo-émissive. L'anode a la forme cylindrique d'un bâtonnet, parfois d'une grille, pour ne pas entraver la marche des rayons lumineux en direction de la photocathode. Cette dernière entoure l'anode, elle ressemble à un réflecteur. Sa forme a été étudiée pour que les électrons qu'elle émet soient dirigés vers l'anode.

Le nombre des électrons émis par la photocathode étant fonction de l'intensité du rayonnement lumineux incident, l'intensité du courant anodique qui s'établit dans la cellule photo-émissive est donc proportionnelle à l'intensité du faisceau lumineux incident.

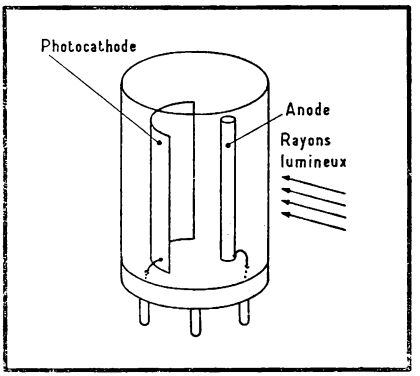


Fig 21-1. — Les rayons lumineux bombardent la photocathode ; ils lui arrachent des photoélectrons.

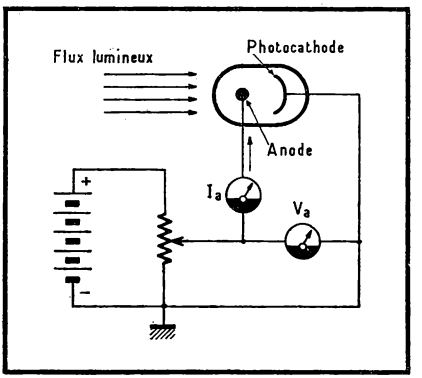


Fig. 21-2. — Le montage utilisé pour relever les caractéristiques d'une cellule photo-émissive est le même qui sert pour une diode classique.

En opérant de la même façon que pour une diode classique (fig. 21-2), il est intéressant d'établir le réseau des caractéristiques d'une cellule photo-émissive, réseau des courbes représentatives des variations de l'intensité I_a de son courant anodique en fonction de la tension anodique V_a qui lui est appliquée, pour différents éclairements auxquels elle est soumise.

La figure 21-3 représente un tel réseau de caractéristiques. En nous reportant à cette figure, nous remarquerons que l'intensité I_a du courant anodique croît très vite, au début, pour ne croître ensuite que très lentement avec la tension anodique V_a, pour un éclairement donné. Cela montre qu'il est nécessaire de porter l'anode de la cellule photo-émissive à un potentiel positif très élevé (par rapport à celui de la photocathode), pour capter, avec l'anode, tous les électrons émis par la photocathode. L'examen des paliers des caractéristiques nous révèle que de très grandes variations ΔV_a de la tension anodique n'engendrent que de bien faibles variations correspondantes ΔI_a de l'intensité du courant anodique. Le rapport $\Delta V_a/\Delta I_a$, qui définit la résistance interne de la cellule photo-émissive, est donc très grand ; cela signifie que *la résistance interne de la cellule photo-émissive est extraordinairement grande* (de l'ordre de 1000 M Ω).

Il faut noter la linéarité des caractéristiques relevées pour différents éclairements. Il faut remarquer encore que les éclairements puissants gouvernent les intensités de courant anodique les plus importantes, ce qui prouve bien que l'intensité du courant anodique est proportionnelle à l'intensité du faisceau lumineux incident.

Quant à la sensibilité des cellules photo-émissives, nous dirons qu'elle varie suivant la nature du matériau constitutif de la photocathode, allant de 20 μA à 100 μA par lux (unité d'éclairement). Le courant anodique qui prend naissance dans les cellules est généralement trop faible pour que son intensité soit mesurable directement avec des appareils courants. Il convient donc de procéder à l'amplification préalable de ce courant anodique, pour effectuer sa mesure.

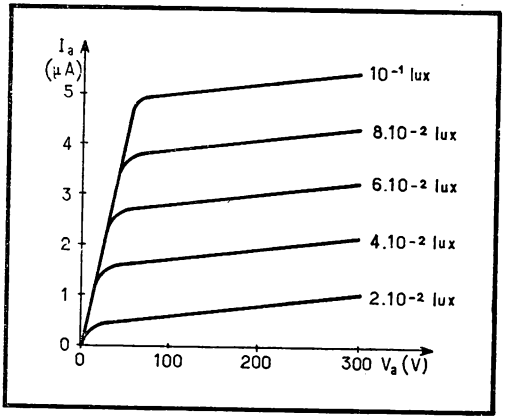


Fig. 21-3. — Variation du courant d'une cellule photo-émissive en fonction de la tension anodique pour différentes valeurs de l'éclairement exprimées en lux.

Le fonctionnement des cellules photo-émissives est entaché par des phénomènes parasites, tels que *le courant d'obscurité*. La cathode émet quelques électrons, dans l'obscurité, par effet thermoélectronique, même sous de faibles températures. Ces électrons sont captés par l'anode, d'où l'existence du courant d'obscurité. Il est possible de pallier cet inconvénient en refroidissant énergiquement la cellule photo-émissive, par exemple à l'aide de neige carbonique.

Il est aussi commode de tarer le tube, d'effectuer tout simplement la correction de lecture, en tenant compte de la présence du courant d'obscurité toujours présent, même quand la cellule est excitée par un faisceau lumineux. Il suffit de déduire de la valeur de l'intensité du courant anodique la quantité qui correspond à l'intensité du courant d'obscurité.

LES TUBES PHOTOMULTIPLICATEURS D'ELECTRONS

Un rayonnement lumineux d'intensité donnée arrache un certain nombre n d'électrons à une première photocathode. Si ces n électrons, constituant un premier faisceau, viennent percuter une deuxième électrode, avec une vitesse suffisante pour arracher, à leur tour, n nouveaux électrons à cette deuxième électrode, nous sommes en présence d'un faisceau comptant n^2 électrons. Si ces n^2 électrons, à leur tour, viennent arracher n électrons à une troisième électrode, voilà qui porte à n^3 le

nombre des électrons libérés, en utilisant trois cathodes judicieusement disposées dans la même cellule photoémissive.

C'est en partant de ce principe de multiplication du nombre des électrons que l'on élabore les *tubes photomultiplicateurs*, sorte de cellules photoémissives à plusieurs électrodes en chaîne (fig. 21-4).

Le faisceau lumineux incident arrache des électrons à la première photocathode de la chaîne, les électrons émis ricochent sur la deuxième photocathode, en lui arrachant d'autres électrons qu'ils entraînent avec eux, pour aller ricocher ensemble sur la troisième électrode à laquelle ils arrachent d'autres électrons et ainsi de suite jusqu'à l'anode. L'anode, dernière électrode de la chaîne, fixe les électrons qu'elle attire. L'anode capte un nombre d'électrons qui est infiniment plus important que celui des électrons arrachés à la photocathode d'entrée par le faisceau lumineux incident, mais la quantité d'électrons captés par l'anode est proportionnelle au nombre d'électrons arrachés à la photocathode.

Chacun sait que l'intensité du courant électrique passant dans un conducteur exprime le débit d'électrons en transfert par ce conducteur. L'intensité du courant anodique, dans un tube électronique, exprime donc le nombre d'électrons fixés par l'anode. L'intensité du courant anodique, dans un tube photomultiplicateur, est proportionnelle au nombre des électrons émis par la photocathode, elle est par conséquent proportionnelle à l'intensité du faisceau lumineux incident. Un tube photomultiplicateur est, en un sens, un amplificateur de courant, courant qui résulte de la transformation d'un rayonnement lumineux en courant électrique.

Il est bon que les électrons, au cours de leur trajet d'électrode en électrode, gagnent de l'énergie cinétique (énergie due à leur vitesse) au lieu d'en perdre, pour arriver sur les électrodes avec une force suffisante pour leur arracher d'autres électrons. Aussi il convient de porter les électrodes intermédiaires de la chaîne à des potentiels positifs croissants, afin d'attirer les électrons, sans toutefois les retenir. C'est pourquoi les électrodes sont polarisées à partir d'un pont diviseur de tension entre le pôle plus et le pôle moins de la source d'alimentation en haute tension. La photocathode d'entrée est reliée au pôle moins de cette source, puisqu'elle doit être polarisée négativement (cathode).

Les tubes photomultiplicateurs modernes comportent de 4 à 20 électrodes, leur *pouvoir multiplicateur* atteint parfois 200 000, c'est-à-dire qu'un électron libéré à l'entrée de ces tubes déclenche la libération de 200 000 électrons finalement captés par l'anode. Malheureusement, toute variation de la tension d'alimentation se répercute exponentiellement sur l'intensité du courant de sortie ; pour maintenir constant, fixe, le pouvoir multiplicateur de ces tubes, il est indispensable de stabiliser, de réguler très soigneusement leur tension d'alimentation.

Cellules photo-émissives à gaz

Comme leur nom l'indique, ces cellules diffèrent des cellules photoémissives à vide, que nous venons d'étudier, du fait qu'elles renferment un

gaz. Dans les cellules à gaz, les électrons arrachés à la photocathode, les photo-électrons, percutent les atomes du gaz emprisonné, leur arrachant des électrons en les ionisant (revoir le début du chapitre précédent).

La sensibilité des cellules photo-émissives à gaz est, de loin, supérieure à celle des mêmes cellules, à vide, mais elles ne fonctionnent pas convenablement en lumière solaire. Elles ne sont pas aptes à suivre des variations très rapides, comme le peuvent les cellules à vide. Elles sont utilisées, excitées par une lumière artificielle, pour la lecture du son des bandes cinématographiques.

Le procédé le plus usité en matière d'enregistrement du son, sur la bande latérale d'un film de cinéma, est très simple. On superpose au courant passant dans le filament d'une lampe électrique, le courant délivré par le microphone de prise de son. L'éclat de la lampe est modulé, c'est-à-

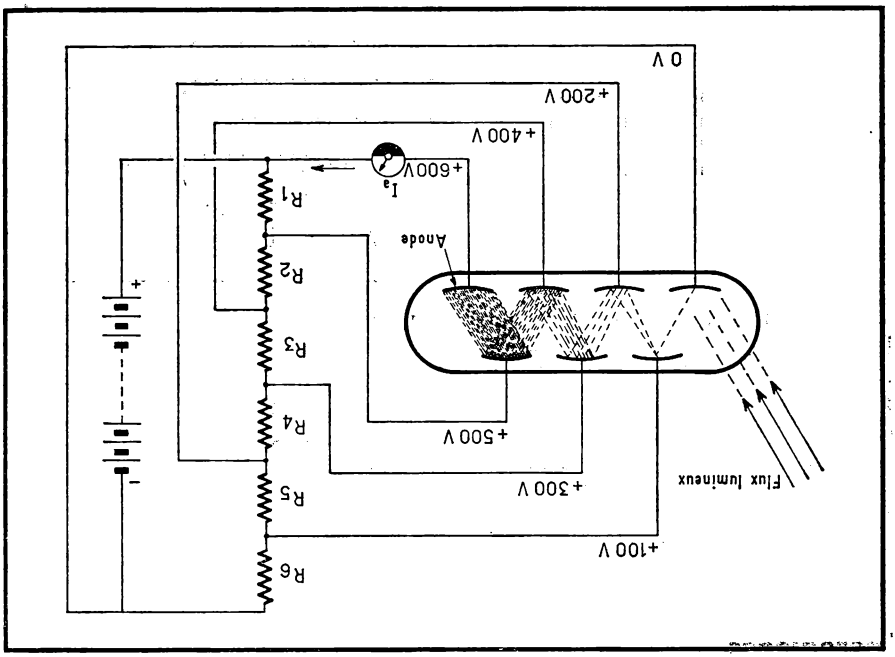


Fig. 21-4. — Le tube photomultiplicateur est un amplificateur.

dire que la luminescence de la lampe subit les variations *du signal électrique délivré par le microphone.* Le film est sensibilisé par le rayonnement de la lampe ; il présente, une fois développé et inversé, pour qu'il soit projetable (film positif), une bande latérale dont les variations d'opacité sont la traduction optique du son enregistré lors de la prise de vue. Dans le projecteur, une cellule photoémissive à gaz lit, par transparence, la bande éclairée par une lampe. Les variations de l'intensité du courant anodique de la cellule sont la réplique des variations de l'opacité de la bande « sonore », donc des variations du son enregistré.

Cellules photovoltaïques

Les cellules photovoltaïques sont constituées d'un empilage de trois lamelles métalliques : une lamelle de sélénium entre une lamelle de fer nickelé et une lamelle d'un métal noble (or, argent). Cette dernière est suffisamment mince pour être translucide (fig. 21-5).

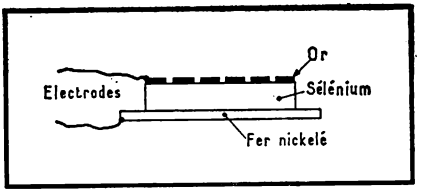


Fig. 21-5. — La cellule photovoltaïque transforme l'énergie lumineuse en énergie électrique.

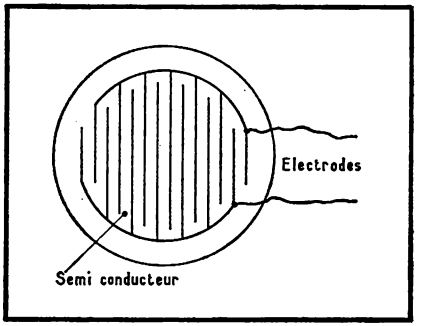


Fig. 21-6. — La résistance de la cellule photoconductive varie en fonction de l'éclairement auquel la cellule est soumise.

Lorsqu'un rayonnement lumineux excite la cellule, il apparaît une force électromotrice entre ses lamelles externes. La force électromotrice naissante est susceptible d'engendrer un courant électrique dans un circuit extérieur qu'on connecte aux bornes de la cellule : nous assistons à la *transformation directe de l'énergie lumineuse en énergie électrique.*

Le rendement des cellules photovoltaïques est, hélas, très faible.

Le seul emploi que ces cellules connaissent, c'est toutefois un emploi fort intéressant, se trouve dans les posemètres pour photographie et cinéma, souvent appelés, du reste, « cellules ».

Photodiodes

Nous rappellerons qu'une diode semiconductrice (se reporter au chapitre 2) est constituée par deux éléments semiconducteurs l'un de type *p* et l'autre de type *n*. La diode peut être alimentée directement, c'est-à-dire lorsque son élément *p* est relié au pôle plus d'une source d'alimentation, alors que son élément *n* est relié au pôle moins de la même source ; la diode peut être alimentée inversement, le branchement aux pôles de la source d'alimentation est alors inversé.

Lorsque la diode est alimentée directement, elle est conductrice, elle laisse passer facilement le courant électrique ; lorsqu'elle est alimentée inversement, elle est fortement résistante, elle s'oppose au passage du courant, elle est bloquée.

Lorsqu'un rayonnement lumineux vient frapper la jonction de certaines diodes semiconductrices alimentées inversement, ces dernières deviennent conductrices. La conductibilité des *photodiodes* est fonction de l'intensité du faisceau lumineux auquel elles sont soumises.

On utilise les propriétés photoélectriques des photodiodes pour asservir certains mécanismes à l'intensité de sources lumineuses. Une application bien connue se rencontre sur les récepteurs de télévision équipés d'une commande automatique du contraste, en fonction de la lumière ambiante.

Cellules photoconductives

Les cellules photoconductives sont réalisées par dépôt d'une mince couche d'un corps semiconducteur à la surface d'un corps isolant, entre deux peignes conducteurs munis d'électrodes de connexion (fig. 21-6).

La résistance présentée par ces cellules, entre leurs électrodes, varie en fonction du rayonnement lumineux, auquel elles sont soumises. Le rayonnement lumineux libère des électrons au sein du corps semiconducteur.

Les cellules photoconductives sont particulièrement sensibles aux radiations infra-rouges. Elles sont utilisées dans les dispositifs de commande d'un mécanisme par signal optique (commande automatique de l'ouverture d'une porte).

Nous aurons ainsi fait la connaissance des cellules photo-électriques, ces merveilleux petits engins, à vrai dire, dont l'usage s'est répandu bien largement...

Troisième partie — Autres composants

Pour ses montages et réalisations, l'électronique consomme des quantités invraisemblables d'un assortiment varié de diodes, transistors, tubes électroniques à vide et à gaz, cellules photo-électriques et autres que nous venons d'étudier.

Cependant, nous avons pu remarquer que ces composants merveilleux, aux possibilités infinies, ne sont jamais utilisés seuls. En effet, il est indispensable, pour leur faire jouer les rôles, les fonctions auxquels ils sont destinés, de les associer à d'autres composants appelés « composants passifs », qui sont les résistances, les condensateurs, les bobinages, les composants de liaison, de connexion (fils, câbles, fiches, commutateurs, interrupteurs) dont la liste est matériellement impossible à dresser sans omission !

Nous allons maintenant nous intéresser aux résistances, condensateurs et bobinages, lesquels sont, au même titre que les transistors et les tubes, des composants dont l'électronique ne peut se passer...

CHAPITRE 22

LES RESISTANCES

Lorsque nous voulons amplifier un signal, nous nous servons ou bien d'un transistor, ou bien d'un tube électronique. Mais, pour utiliser l'amplification, nous prenons une résistance de charge (ou une inductance), entre les extrémités de laquelle se développe une chute de tension qui est la réplique, amplifiée, du signal électrique injecté dans l'entrée de l'étage amplificateur.

Pour polariser la base d'un transistor, ou la grille d'un tube électronique, nous utilisons également des résistances.

Le rôle des résistances est donc très important, nous ne pouvons nous passer de ces composants.

Conductibilité, résistivité et résistance

La *conductibilité* est l'aptitude des corps à conduire le courant. Elle est l'inverse de la *résistivité*.

Tout au début de cet ouvrage, au cours du chapitre I, consacré à l'étude de la structure de la matière, nous avons vu comment s'effectue le passage du courant électrique dans les corps.

Nous avons appris que les corps se prêtent plus ou moins volontiers au passage du courant, ils sont plus ou moins bons conducteurs. Le cuivre, excellent conducteur, laisse très facilement passer le courant électrique, il est très faiblement « résistant ». Le verre, par contre, s'oppose au passage du courant ; étant un très mauvais conducteur, il est très fortement « résistant ».

Si deux éléments, identiques en dimensions, par exemple deux fils de même longueur et de même section, ne sont pas constitués par le même matériau, leur résistance n'est pas la même : l'un d'eux est moins résistant que l'autre. Les *résistances* de ces deux éléments sont donc différentes.

Dans la pratique, il est indispensable de connaître, avec précision, la valeur de la résistance propre des composants « résistants » utilisés. En effet, nous avons besoin de placer, dans les circuits et montages que nous construisons, *des résistances* de valeur appropriée, pour tirer le maximum du fonctionnement des transistors et des tubes amplificateurs.

Aussi les fabricants mettent à notre disposition tout un assortiment de résistances, dont les valeurs sont parfaitement normalisées. Ces résistances sont de types différents, suivant la puissance qu'elles peuvent « dissiper ».

La valeur d'une résistance s'exprime en *ohms*.

L'ohm, représenté par le symbole Ω (oméga) est l'unité de résistance.

Association de résistances

Les résistances peuvent être associées en *série* ou en *parallèle*.

RÉSISTANCES EN SÉRIE

Des résistances sont associées en série (fig. 22-1) lorsqu'elles sont disposées à la suite l'une de l'autre.

En ces conditions, la valeur globale du système, appelée *résistance équivalente*, a pour valeur la somme des valeurs des résistances partielles (1) de la série.

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + R_3 + \text{ etc.}$$

A titre d'exemple, imaginons que nous placions, en série, une résistance R_1 (de 270 Ω) et une résistance R_2 (de 120 Ω). L'ensemble des deux résistances R_1 et R_2, en série, constitue une résistance « globale » de valeur $270 + 120 = 390$ Ω. La résistance « globale » ou équivalente est donc, dans cet exemple, de 390 Ω. Nous pouvons donc remplacer les deux résistances R_1 et R_2, par une résistance unique, équivalente, de valeur $R_1 + R_2$.

RÉSISTANCES EN PARALLÈLE

Les résistances sont associées en parallèle, lorsque leurs extrémités sont connectées ensemble (fig. 22-2).

Dans ces conditions, la valeur de la résistance « globale », ou résistance équivalente du système, est donnée par la formule :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots \quad (2)$$

Pour déterminer la valeur de la résistance équivalente au système, il est donc nécessaire, ici, d'effectuer un calcul un peu plus compliqué, mais qui reste néanmoins fort simple, puisqu'il ne s'agit que d'une réduction de fractions au même dénominateur.

Supposons, à titre d'exemple, que nous nous trouvions en présence de trois résistances en parallèle R_1 (de 12 Ω), R_2 (de 22 Ω) et R_3 (de 33 Ω).

L'application de la formule nous donne :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{12\ \Omega} + \frac{1}{22\ \Omega} + \frac{1}{33\ \Omega}$$

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1 \times 22 \times 33}{12 \times 22 \times 33} + \frac{1 \times 12 \times 33}{12 \times 22 \times 33} + \frac{1 \times 12 \times 22}{12 \times 22 \times 33}$$

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{726}{8712} + \frac{396}{8712} + \frac{264}{8712} = \frac{1386}{8712}$$

Nous obtenons donc : $\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1386}{8712}$

d'où nous tirons : $R_{eq} = \frac{8712}{1386} = 6{,}28\ \Omega$

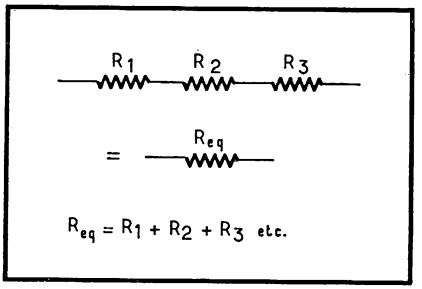


Fig. 22-1. — Des résistances en série R_1, R_2, R_3, etc., sont remplaçables par une résistance équivalente R_{eq}.

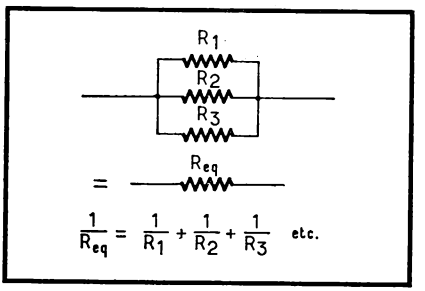


Fig. 22-2. — Aux lieu et place de résistance en parallèle R_1, R_2, R_3, etc., nous pouvons disposer une résistance équivalente R_{eq}.

Nous pouvons remplacer les résistances R_1 (12 Ω), R_2 (22 Ω) et R_3 (33 Ω), associées en parallèle, par une résistance équivalente, unique, de 6,28 Ω.

CONDUCTANCE

Si R est la résistance, l'inverse de la résistance est 1/R. Ce terme 1/R, inverse de la résistance, est appelé *conductance.*

Nous remarquerons que dans la formule (2), laquelle permet de déterminer la valeur de la résistance équivalente à un système de résistances associées en parallèle, tous les termes de la formule sont des conductances ($1/R_{eq}$, $1/R_1$, $1/R_2$, $1/R_3$, etc.)

Ce qui nous permet d'énoncer que *dans une association en parallèle de résistance, la conductance équivalente est égale à la somme des conductances partielles* $\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$ etc.

Intensité du courant passant dans une résistance

Le passage d'un courant d'intensité I (exprimée en ampères) dans une résistance de valeur R, détermine, entre les extrémités de cette résistance, une chute de tension U (exprimée en volts), suivant la relation (loi d'Ohm) :

$$U = R \times I$$

La formule de la loi d'Ohm (fig. 22-3) peut s'écrire sous deux autres formes :

$$R = U/I \qquad I = U/R$$

Connaissant la valeur de deux des trois grandeurs (U, R et I) mises en œuvre dans la formule, il est facile de déterminer la valeur (inconnue) de la troisième grandeur.

Par exemple, si nous savons que la chute de tension U est de 100 volts (100 V) dans une résistance R de 10 Ω, nous connaissons donc : U (100 V) et R (10 Ω). Nous pouvons facilement calculer la valeur de I, intensité du courant passant dans la résistance :

$$I = U/R = 100 \text{ V}/10 \ \Omega = 10 \text{ A (10 ampères).}$$

Dans une résistance de 10 Ω, entre les bornes de laquelle existe une chute de tension de 100 V, passe un courant d'intensité 10 A.

Puissance dissipée dans une résistance

Nous venons de voir qu'un courant électrique d'intensité I, passant dans une résistance R, détermine une chute de tension U entre les extrémités de cette résistance.

La résistance R est le siège d'une dissipation de puissance (P), sous forme de chaleur, c'est ce qu'on appelle l'*effet Joule.*

La puissance P s'exprime en watts (W).

Puissance, chute de tension et intensité ont leurs valeurs respectives liées par la relation :

$$P_{\text{watts}} = U_{\text{volts}} \times I_{\text{amperes}}$$

Cette formule peut encore s'écrire sous deux autres formes :

$$U = P/I \qquad I = P/U$$

Nous voyons donc que, connaissant la valeur de deux des trois grandeurs (P, U et I) mises en œuvre dans la formule, il est facile de calculer la valeur (inconnue) de la troisième grandeur.

Par exemple, si nous savons que la chute de tension est de 100 V entre les extrémités d'une résistance dans laquelle passe un courant d'intensité 10 A, nous pouvons calculer la valeur de la puissance dissipée P dans cette résistance :

$$P = U \times I = 100 \text{ V} \times 10 \text{ A} = 1000 \text{ W.}$$

AUTRES EXPRESSIONS DE LA FORMULE DE LA PUISSANCE.

Si nous remarquons que la valeur de U, chute de tension dans la résistance R, est donnée par le produit $U = R \times I$ (loi d'Ohm), nous pouvons remplacer U par $R \times I$ dans la formule $P = U \times I$, ce qui nous donne :

$$P = (R \times I) \times I = R \times I^2 \quad \text{donc} \quad P = R\,I^2$$

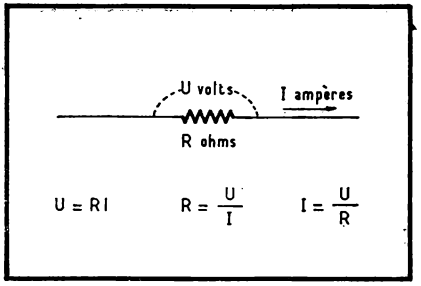


Fig. 22-3. — La formule de la loi d'Ohm s'écrit sous trois formes possibles.

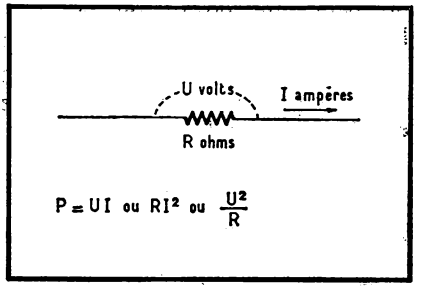


Fig. 22-4. — Trois formules permettent d'exprimer la puissance P dissipée dans une résistance.

Ainsi, la valeur de la puissance P, dissipée dans une résistance R, parcourue par un courant d'intensité I, est donnée par la formule :

$$P = U \times I = R \times I^2 \quad \text{avec} \quad U = R \times I$$

formule qui peut s'écrire sous ces deux autres formes

$$R = \frac{P}{I^2} \qquad \text{et} \qquad I^2 = \frac{P}{R}$$

Remarquons encore que :

$$U^2 = (R \times I)\ (R \times I) = R^2\ I^2$$

$$\text{Comme } R^2\ I^2/R = R \times I^2 = P = U^2/R$$

Cette formule peut s'écrire sous ces deux autres formes :

$$U^2 = P/R \quad \text{et} \quad R = U^2/P$$

Effet de température

Les résistances utilisées en électronique sont sensibles à la chaleur, c'est ce qu'on appelle l'effet de température.

La valeur des résistances croît avec l'élévation de température. Ce phénomène est particulier à tous les métaux conducteurs qui entrent dans la fabrication des résistances.

Cependant, certains corps, tels que le carbone, possèdent la propriété inverse, à savoir que leur résistivité décroît avec l'élévation de température.

Cette propriété est utilisée à profit pour compenser l'effet contraire dont souffrent les métaux. Par un judicieux dosage des constituants entrant dans leur fabrication, il est possible de fabriquer des résistances dont la valeur ne varie pas avec la température, restant stable.

Il existe aussi des résistances de constitution très particulière, dont la valeur propre varie d'une façon bien définie en fonction des fluctuations de température. Ces résistances possèdent un coefficient de température qui peut être positif ou négatif, suivant que leur valeur augmente ou décroît avec la hausse de température.

Ces *thermistances*, c'est leur nom, sont utilisées dans des cas particuliers où il est nécessaire d'effectuer des compensations de l'effet de température sur les autres composants des montages (transistors).

Les résistances en courant alternatif

En principe, le comportement des résistances est le même, qu'elles soient soumises à des courants alternatifs ou à des courants continus. Cependant, nous devons savoir que le courant alternatif de *haute fréquence* ne voyage que dans la zone périphérique, la zone extérieure des résistances. Ce phénomène est connu sous le nom de *skin effect* (effet de peau).

Il est très difficile de pallier la gêne occasionnée par ce comportement en haute fréquence. Des précautions très particulières doivent être prises, il faut faire appel à des tubes spéciaux pour hyper-fréquences. Nous avons étudié ces tubes au chapitre 19.

◆

Nous venons de faire un tour d'horizon rapide des propriétés électriques, plutôt qu'électroniques, des résistances. Il nous fallait énoncer ces quelques formules mathématiques dont les techniciens se servent, à tout instant, dans leurs calculs.

CHAPITRE 23

LES CONDENSATEURS

Nous vous avons montré le rôle important joué par les condensateurs dans la polarisation automatique des émetteurs des transistors amplificateurs, en montage émetteur commun. Nous avons pu voir que les condensateurs jouent le même rôle, dans les montages utilisant des tubes électroniques (polarisation automatique des cathodes).

Nous avons vu aussi comment s'effectue, à l'aide d'un condensateur, l'extraction du signal sortie, réplique amplifiée du signal entrée injecté dans un étage amplificateur.

Nous vous proposons, comme nous venons de le faire au sujet des résistances, de faire le point des connaissances que nous devons posséder en matière de condensateurs.

Le condensateur

Les corps conducteurs se prêtent volontiers au passage du courant électrique, les corps mauvais conducteurs ne s'y prêtent pas.

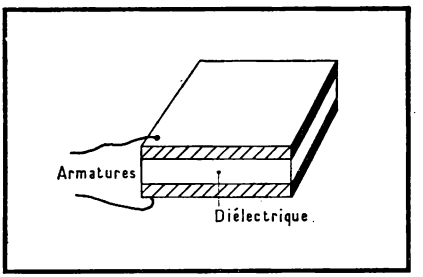


Fig. 23-1. — Deux armatures conductrices séparées par une couche diélectrique constituent un condensateur.

Si un mauvais conducteur (isolant) est disposé entre deux bons conducteurs, le tout forme un *condensateur* (fig. 23-1).

Lorsqu'un condensateur est connecté aux bornes d'un générateur de courant continu (pile, accumulateur, etc.), courant qui ne passe que dans un seul sens, allant du pôle « + » au pôle « — » du générateur, par l'extérieur de ce dernier, le condensateur se charge d'électricité.

Les deux plaques métalliques, conductrices, qui constituent le condensateur sont reliées aux bornes d'un générateur (fig. 23-2).

Ces plaques métalliques, les *armatures*, séparées par la couche diélectrique, s'enrichissent en lacunes (charges d'électricité positive) ou en électrons (charges d'électricité négative) selon qu'elles sont connectées au pôle « + » ou au pôle « — » du générateur.

Un condensateur emmagasine de l'électricité lorsqu'il est connecté à un générateur de courant continu. La *capacité* est une caractéristique du condensateur, elle traduit son aptitude à emmagasiner de l'électricité.

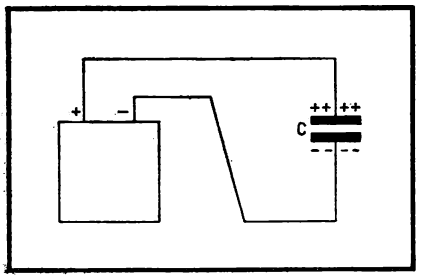


Fig. 23-2. — Un condensateur emmagasine de l'électricité.

La capacité des condensateurs s'exprime en *farads ;* le farad est l'unité de capacité, son symbole est F. Pour la pratique, le farad est une grandeur importante, aussi utilise-t-on couramment le microfarad (μF) qui vaut un millionième de farad, le nanofarad (nF) qui vaut un millième de microfarad et le picofarad (pF) qui vaut un millième de nanofarad.

La capacité d'un condensateur est proportionnelle à la surface de ses armatures : plus la surface de ses armatures est grande, plus grande est sa capacité.

La capacité d'un condensateur dépend de l'épaisseur de la couche diélectrique qui sépare ses armatures : plus la couche est épaisse, plus faible est la capacité. Mais la capacité dépend encore de la nature du matériau isolant qui constitue la couche diélectrique.

Supposons deux condensateurs possédant des armatures rigoureusement identiques en surface et nature, séparées par une couche isolante de même épaisseur, mais de nature différente, une couche d'air dans le premier condensateur (l'air est un isolant), une couche de mica dans le second condensateur.

La capacité du condensateur au mica est six fois plus importante que celle du condensateur à air, les condensateurs ayant des armatures identiques.

La capacité C d'un condensateur est donnée par la formule :

$$C = \frac{KS}{4\pi e}$$

C s'exprime en cm (centimètres), le centimètre étant sensiblement égal au picofarad (p_F), si

S (surface des armatures) est exprimée en cm^2.

e (épaisseur de la couche diélectrique) est exprimée en cm avec $\pi = 3{,}14$.

K est le coefficient propre au diélectrique (1 pour l'air, 6 pour le mica, etc.)

Association des condensateurs

Comme les résistances, les condensateurs peuvent être associés en parallèle ou en série.

CONDENSATEURS ASSOCIÉS EN PARALLÈLE

Des condensateurs sont associés en parallèle lorsque leurs armatures sont connectées, ensemble, en deux points (fig. 23-3).

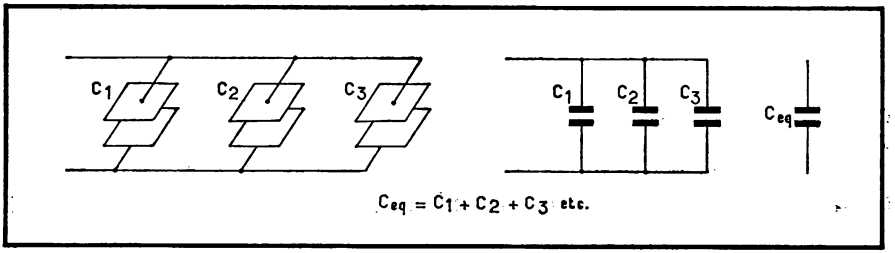


Fig. 23-3. — Des condensateurs en parallèle C_1, C_2, C_3, etc. sont remplaçables par un condensateur équivalent C_{eq}.

Un simple coup d'œil sur le dessin nous suffit pour admettre que les condensateurs forment, associés en parallèle, un condensateur unique dont la valeur de la surface des armatures n'est rien d'autre que la somme des valeurs des surfaces (partielles) des armatures des condensateurs associés.

Nous savons que la capacité d'un condensateur est proportionnelle à la surface de ses armatures (plus la surface de ses armatures est grande, plus sa capacité est importante).

Ainsi, dans le cas des condensateurs associés en parallèle, leur ensemble constitue un condensateur « équivalent » dont la capacité a pour valeur la somme des valeurs des capacités des condensateurs associés.

Si C_1, C_2, C_3, etc., sont les capacités des condensateurs associés en parallèle, nous pouvons remplacer ces condensateurs par un condensateur équivalent, unique, dont la capacité C_{eq} est donnée par la formule :

$$C_{eq} = C_1 + C_2 + C_3 + \text{etc.}$$

Nous remarquerons que, dans le cas où nous avons à déterminer la valeur de la capacité équivalente de *condensateurs associés en parallèle,* nous effectuons la somme des valeurs de leurs capacités respectives. Dans le cas de *résistances associées en série,* nous effectuons la somme des valeurs des résistances associées, pour déterminer la valeur de la résistance équivalente.

CONDENSATEURS ASSOCIÉS EN SÉRIE

Des condensateurs sont associés en série lorsqu'ils sont disposés à la suite l'un de l'autre (fig. 23-3).

Pour déterminer la valeur de la capacité équivalente à celle de *condensateurs associés en série,* il faut se livrer à un calcul identique à celui effectué pour la détermination de la résistance équivalente à un ensemble de *résistances associées en parallèle.*

En guise d'exemple, déterminons la capacité équivalente à celle de trois condensateurs associés en série, condensateurs C_1 (de 200 pF), C_2 (de 200 pF) et C_3 (de 50 pF).

Appliquons la formule :

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} = \frac{1}{200} + \frac{1}{200} + \frac{1}{50} = \frac{6}{200}$$

$$\text{d'où } C_{eq} = \frac{200}{6} = 33{,}3 \text{ pF}$$

Condensateur en courant continu

Disposé dans un circuit alimenté en courant continu, le condensateur s'oppose au passage du courant continu. Il emmagasine de l'électricité qu'il restitue ensuite.

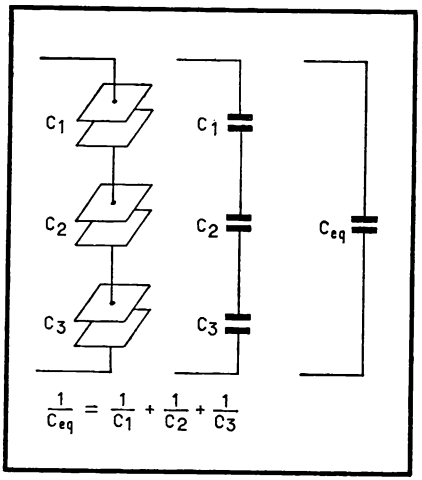


Fig. 23-4. — Aux lieu et place de condensateurs en série C_1, C_2, C_3, etc., nous pouvons disposer un condensateur équivalent

Connectons un condensateur aux bornes d'un générateur de courant continu (pile, accumulateur, etc.) (fig. 23-5). Le condensateur se charge d'électricité, l'opération demande un temps plus ou moins long, selon la valeur de la résistance R que nous insérons dans le circuit.

Déconnectons le condensateur et la résistance, pour relier ces éléments aux bornes d'un ampèremètre : l'aiguille de cet appareil dévie un instant (fig. 23-5), nous indiquant le passage d'un courant électrique continu, qui va de l'armature du condensateur chargée positivement (reliée précédemment au pôle « + » du générateur) vers l'autre armature du condensateur. Cette dernière s'est chargée négativement, alors qu'elle était connectée au pôle « — » du générateur.

La décharge du condensateur n'est pas instantanée : elle demande un temps plus ou moins long selon que la valeur de la résistance est faible ou grande.

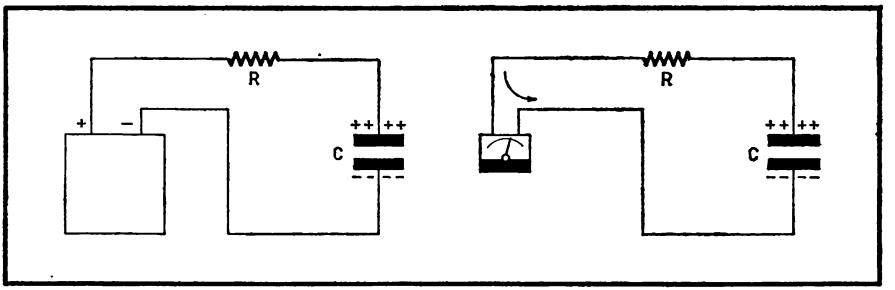


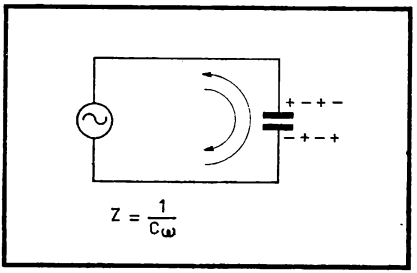
Fig. 23-5. — Le condensateur emmagasine de l'électricité qu'il restitue ensuite.

Condensateur en courant alternatif

Soumis à l'influence d'un courant alternatif, dont le sens de passage s'inverse alternativement à une certaine cadence appelée fréquence ; le condensateur se charge et se décharge à la fréquence du courant dans le circuit (fig. 23-6).

Le condensateur se comporte comme le ferait un corps résistant, une résistance, dont la valeur dépend de sa propre capacité et de la fréquence du courant alternatif auquel il est soumis.

Fifg 23-6. — Soumis à un courant alternatif, le condensateur se charge et se décharge alternativement.



La résistance apparente offerte par le condensateur au passage du courant alternatif est appelée capacitance, désignée par le symbole Z. Elle s'exprime en ohms, tout comme une résistance ordinaire.

La capacitance est donnée par la formule :

$$Z = \frac{1}{2 \pi f C}$$

expression dans laquelle C est la capacité du condensateur (en farads), et f la fréquence du courant alternatif (nombre de cycles par seconde).

Nous voyons que, si C est grande, Z est petite ; si f est grande, Z est également petite.

Pour une valeur donnée de la capacité, si f augmente (montée en fréquence), l'impédance du condensateur diminue. Le condensateur voit

donc son impédance décroître avec la montée en fréquence, il offre une résistance beaucoup plus faible au passage du courant, ce qui se traduit par... un court-circuit, qui provoque tout au moins des détériorations sinon des destructions.

PULSATION

Dans la formule

$$Z = \frac{1}{2\pi f C}$$

remplaçons $2\pi f$ par ω.

Voilà qui nous donne

$$Z = \frac{1}{\omega C}$$

La quantité $2\pi f$, ou ω, porte le nom de *pulsation*.

A maintes reprises, nous avons eu l'occasion de voir le rôle très gênant des capacités parasites dans les transistors et les tubes électroniques ; ces capacités entachent leur fonctionnement (et leur rendement) en haute fréquence. Ces raisons ont du reste amené les techniciens à réaliser des tubes spéciaux pour hyperfréquences (chapitre 19).

CHAPITRE 24

LES INDUCTANCES ET LES CIRCUITS ACCORDES

Au cours de notre étude de l'amplification, aussi bien avec des transistors qu'avec des tubes, nous avons vu qu'il est très avantageux d'utiliser des bobinages pour recueillir des signaux de sortie de forte amplitude. Nous allons maintenant faire le point en matière d'inductance.

Inductance

Une inductance est un bobinage constitué par un enroulement de fil (conducteur). Les inductances sont, le plus souvent, réalisées sur des carcasses, des mandrins, lesquels sont généralement pourvus d'une vis magnétique de réglage. C'est en intervenant sur l'enfoncement de cette vis spéciale que l'on fait varier la valeur du coefficient de la *self-induction* L de la bobine (fig. 24-1).

Le fil, entrant dans la construction de la bobine, présente une certaine résistance au courant continu. Il est convenu d'appeler cette résistance *résistance ohmique* de la bobine.

Cette résistance ohmique est très faible, négligeable le plus souvent.

Mais, lorsque l'inductance est soumise au courant alternatif, elle présente une certaine résistance au passage du courant (alternatif), cette résistance est appelée *impédance.*

L'impédance, qui s'exprime en ohms, est donnée par la formule :

$$Z = L\omega$$

L étant le coefficient de self-induction de la bobine, qui s'exprime en henrys (symbole H)

ω (la pulsation) $= 2\pi f$, f étant la fréquence du courant alternatif qui passe dans l'inductance.

Nous voyons que l'impédance d'une bobine augmente avec la fréquence du courant (alternatif), puisque cette impédance est directement proportionnelle à la pulsation ω.

La résistance opposée au passage du courant alternatif, par une bobine donnée, augmente si la fréquence du courant alternatif s'élève, ce qui fait que l'intensité du courant passant dans la bobine diminue au fur et à mesure de la montée en fréquence.

Circuit résonnant

Associons une inductance et un condensateur en parallèle (fig. 24-2).

Nous venons de construire un *circuit oscillant,* c'est-à-dire un circuit dans lequel se développe, avec beaucoup de facilité, un signal alternatif (signal oscillant) sur une fréquence particulière qui est la *fréquence de résonance du circuit oscillant.*

Très souvent on entend prononcer le terme de *circuit accordé,* qui signifie la même idée, à savoir que le circuit est accordé, à la résonance, sur la fréquence donnée d'un signal oscillant (alternatif).

Au cours des chapitres 10 et 17, nous avons appris comment fonctionnent les oscillateurs, étages entretenant dans un circuit accordé un signal alternatif sur la fréquence de résonance du circuit en question.

Soit L le coefficient de self-induction (en henrys) de la bobine mise en œuvre dans le circuit L C (circuit constitué par l'assemblage, en parallèle, de l'inductance L avec le condensateur C).

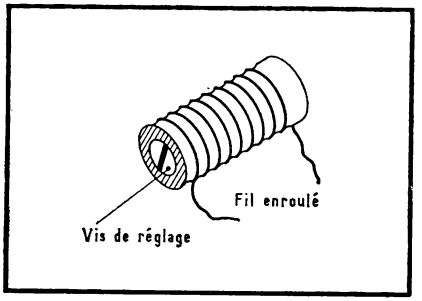


Fig. 24-1. — L'enfoncement de la vis magnétique fait varier la valeur du coefficient de self-induction de la bobine.

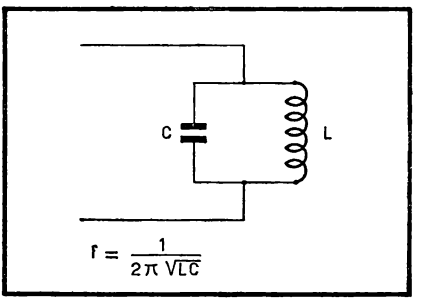


Fig. 24-2. — Une inductance L et un condensateur C constituent un circuit résonnant sur la fréquence f.

Soit C la capacité du condensateur (en farads) associé à la bobine L. Le circuit L C résonne, il est accordé sur une fréquence f donnée par la formule de Thomson

$$f = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{L\,C}}$$

en périodes par seconde (ou hertz).

Un tel circuit oscillant, convenablement disposé dans un étage oscillateur, sera le siège d'un signal alternatif sur la fréquence f.

Il faut préciser que d'autres signaux prendront naissance dans le circuit L C ; il s'agit des signaux harmoniques du signal fondamental (sur

la fréquence *f*). Les signaux harmoniques sont des signaux dont la fréquence est un multiple de celle du signal fondamental (2 *f*, 3 *f*, 4 *f*...). Mais le signal le plus puissant est toujours obligatoirement le signal fondamental, sur la fréquence *f*, du circuit accordé L C.

Transformateurs

Voici deux bobines L_1 et L_2 qui sont couplées, c'est-à-dire qui sont très rapprochées (fig. 24-3). Ces bobines constituent un *transformateur*.

Lorsqu'un signal alternatif est développé dans la bobine L_1, c'est-à-dire lorsque la bobine L_1 est parcourue par un courant alternatif, il apparaît, dans la bobine L_2, un signal alternatif semblable au premier. Toutefois, la chute de la tension entre les extrémités de la bobine L_2 peut fort bien ne pas avoir la même valeur que celle qui apparaît entre les extrémités de la bobine L_1, à laquelle elle est couplée.

Si nous appelons n_1 le nombre de spires du bobinage L_1 et n_2 le nombre de spires du bobinage L_2, en appelant U, la chute de tension dans la bobine L_1 et U_2 celle dans la bobine L_2, les grandeurs U_1, U_2, n_1 et n_2 sont liées par la relation :

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{U_1}{U_2}$$

(fig. 24-3).

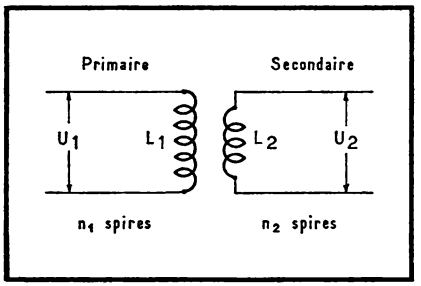


Fig. 24-3. — Deux inductances couplées forment un transformateur.

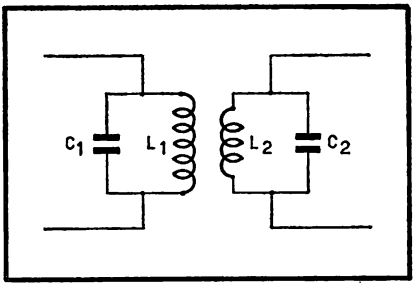


Fig. 24-4. — L'utilisation de transformateurs accordés améliore considérablement la sélectivité.

Si $n_1 = n_2$, c'est-à-dire si les bobinages L_1 et L_2 comportent le même nombre de spires, $U_1 = U_2$, c'est-à-dire que les chutes de tension dans les bobinages L_1 et L_2 sont les mêmes, les signaux sont de même importance dans les bobinages.

On dit que le transformateur constitué par ces bobines L_1 et L_2 est de rapport 1.

Mais, si le bobinage L_2 compte plus de spires que le bobinage L_1, la tension du signal dans L_2 est plus grande que celle du signal dans L_1.

Nous sommes en présence d'un *transformateur élévateur*, dont le bobinage *primaire* est L_1 et le bobinage *secondaire* L_2.

Le rapport de transformation est n_2/n_1. Si, par exemple, L_1 comporte 100 spires ($n_1 = 100$) et L_2 1000 spires ($n_2 = 1000$) le rapport de transformation est de $n_2/n_1 = 1000/100 = 10$, ce qui veut dire que la tension du signal dans le bobinage secondaire est 10 fois supérieure à celle du signal dans le bobinage primaire.

Il est donc possible, à l'aide d'un transformateur, d'élever la tension d'un signal alternatif, à condition que le bobinage secondaire (sortie) compte plus de spires que le bobinage primaire (entrée).

Mais il est tout aussi facile d'abaisser la tension d'un signal, en utilisant un *transformateur abaisseur*, c'est-à-dire un transformateur dont le bobinage secondaire possède moins de spires que le bobinage primaire.

Dans tous les cas, c'est le rapport des nombres de spires des bobinages (n_2/n_1) qui détermine le rapport de transformation de la tension des signaux.

Circuits de liaison

Nous avons montré, au chapitre consacré à ce problème de l'adaptation des impédances (chapitre 8), que le transformateur se prêtait fort bien à la transmission d'un signal à la sortie d'un étage vers l'entrée de l'étage en aval, avec le minimum de pertes.

Nous ajouterons ici quelques mots au sujet des *circuits accordés couplés*.

Au lieu de coupler deux étages d'une chaîne amplificatrice à l'aide d'un transformateur ordinaire, il est préférable d'utiliser des transformateurs spéciaux dont les circuits primaire et secondaire sont deux circuits oscillants accordés sur la fréquence du signal alternatif à transmettre (fig. 24-4).

Nous savons, particulièrement en radio et télévision, construire ces transformateurs qui permettent d'atteindre des rendements excellents pour des signaux d'une fréquence donnée, fréquence qui est appelée fréquence intermédiaire (F. I.), comme nous le verrons en étudiant un montage de récepteur radio.

Ajoutons que seuls les signaux sur la fréquence d'accord de ces transformateurs sont amplifiés. Les signaux sur des fréquences différentes ne « passent » pas, c'est ainsi que la *sélectivité* d'une chaîne F. I. est énormément accrue.

♦

Certes, il y aurait encore beaucoup à étudier et à dire au sujet des bobinages, mais il nous faudrait alors introduire des mathématiques, d'un certain niveau. Ce qui compte essentiellement pour nous, c'est d'avoir acquis une idée précise des phénomènes qui se passent dans les bobinages, associés ou non à des condensateurs, couplés ou non à d'autres bobinages.

QUELQUES APPLICATIONS DE L'ELECTRONIQUE

Dans l'esprit du plus humble, comme dans l'esprit du plus grand des techniciens, il paraît impossible de dresser la liste complète des applications actuelles de l'électronique, tant ces applications sont nombreuses. Il est même raisonnable de dire qu'elles sont insoupçonnées de la plupart d'entre nous, n'ayons pas honte de cela.

Cependant, chacun sait qu'il n'est aucune discipline scientifique à laquelle l'électronique n'apporte son aide précieuse.

C'est vrai. Mais il n'est pas moins vrai qu'il ne faut pas, pour le plaisir, introduire l'électronique partout. Il existe en effet des quantités innombrables d'installations, de montages, réputés pour la satisfaction qu'ils procurent à leurs usagers et qu'il serait stupide de prétendre perfectionner sous le couvert du panache de l'électronique.

Chaque fois que l'électronique, par sa contribution, apporte une amélioration sensible dans le fonctionnement ou la fiabilité d'un système quelconque, il faut, sans hésiter, se servir d'elle.

L'électronique s'impose toute seule, par les services appréciés qu'elle rend. On peut attendre beaucoup de sa part ; il ne faut pas attendre tout, même si l'on peut s'attendre à tout !

Mais ne perdons jamais de vue qu'il ne faut pas confondre utile et indispensable, il faut choisir entre indispensable et inutile.

Enumérer toutes les applications de l'électronique n'est donc que prétention. Mentionner certaines d'entre elles comme étant les plus importantes, ou encore les plus connues, c'est courir le risque d'un choix malheureux, aux yeux de certains. En énumérer de nombreuses, c'est en oublier encore bien davantage !

Aussi, nous ne pouvons que donner un aperçu des principes de quelques-unes des applications de l'électronique, de celles qui semblent les plus simples et les plus courantes dans l'industrie.

CHAPITRE 25

Mesure et régulation des températures

Qu'il s'agisse de traiter thermiquement des métaux, des alliages, qu'il s'agisse d'émailler des produits manufacturés, en tôle, en porcelaine, en céramique, qu'il s'agisse de fondre certains produits pour l'élaboration du verre, du moulage d'objets fabriqués à partir de matériaux divers, de la cuisson de produits alimentaires, l'industrie utilise, à cet effet, des fours. Ces fours sont des enceintes dont la température a besoin, non seulement d'être mesurée avec une très grande précision, mais encore d'être maintenue à la valeur constante requise pour le traitement effectué.

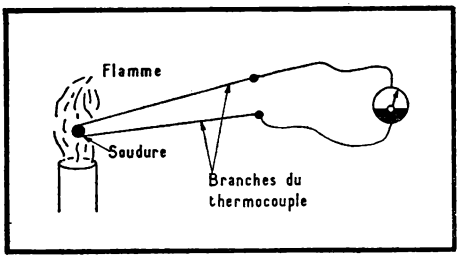


Fig. 25-1. — Un courant s'établit dès l'instant où la soudure des branches du thermocouple est chauffée.

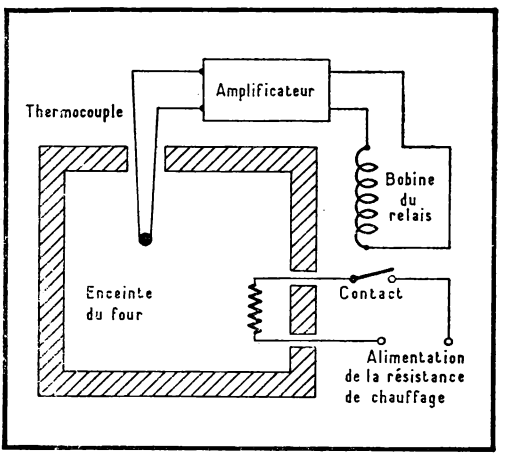


Fig. 25-2. — De nombreuses étuves de laboratoire sont équipées d'un dispositif thermostatique qui assure la régulation de la température à l'intérieur.

Il va sans dire que, dans bien d'autres cas, ce n'est pas une température élevée qu'il faut maintenir, mais une température très basse, quand il s'agit par exemple de réguler la température des chambres froides d'entrepôts frigorifiques, tout comme celle d'installations de fabrication ou de traitement de produits chimiques.

Les capteurs, ou lecteurs de température, sont des *thermocouples* ou des *thermistances.*

Un thermocouple est l'assemblage, par une soudure spéciale, de deux éléments de fils conducteurs de nature différente. Chauffer la soudure d'un thermocouple fait apparaître, dans les fils conducteurs, une force électromotrice (fig. 25 - 1). Un appareil de mesure, connecté aux bornes du thermocouple, montre qu'il passe, dans le thermocouple, un courant dont l'intensité est proportionnelle à la température du milieu dans lequel est plongé le thermocouple.

Une thermistance est une résistance spéciale dont la valeur varie avec la température ambiante.

La combinaison des thermocouples et des thermistances avec des amplificateurs (à tubes ou à transistors) conduit à la réalisation de dispositifs thermostatiques (fig. 25 - 2) qui commandent la mise en service et l'arrêt de la source de chauffage, en vue du maintien à la valeur constante, choisie, de la température des fours industriels, des étuves, ou tout simplement des locaux habités.

Chauffage par courant de haute fréquence

Un corps conducteur baignant dans le champ électromagnétique d'une bobine parcourue par un courant alternatif de haute fréquence s'échauffe intensément, en raison de l'apparition de courants électriques tourbillonnaires à sa surface.

Un générateur alimente une bobine en courant alternatif de haute fréquence. Un corps conducteur placé à l'intérieur de la bobine s'échauffe énergiquement (fig. 25 - 3).

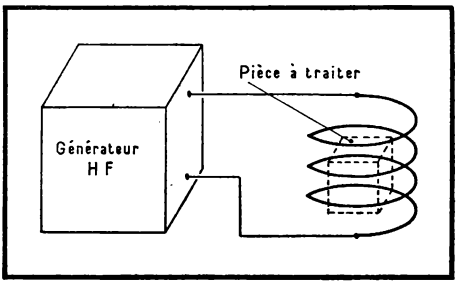


Fig. 25-3. — Un corps placé à l'intérieur d'une bobine alimentée par un courant de haute fréquence s'échauffe.

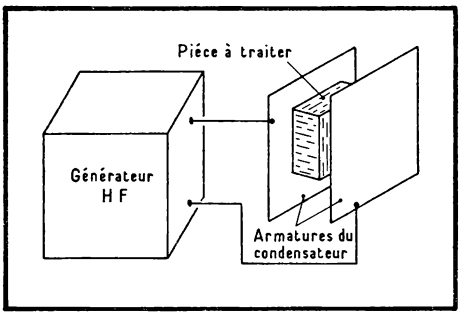


Fig. 25-4. — En remplaçant la bobine par un condensateur, on chauffe la pièce à cœur.

Un avantage énorme offert par ce procédé réside en le fait qu'il est possible d'opérer sur des pièces enfermées dans des enceintes à leurs dimensions, sans avoir à chauffer de grands fours. De plus, il est facile de faire le vide dans les enceintes qui reçoivent les pièces à traiter, pour éviter que les pièces traitées soient en contact avec l'air. On peut également emprisonner un gaz particulier dans ces enceintes, en vue de traitements spéciaux à appliquer à certains métaux (fabrication des transistors, chapitre 12).

L'inductance, soumise au courant de haute fréquence, peut être remplacée par un condensateur, puisque le condensateur est perméable aux courants alternatifs. Cette variante est intéressante dans le cas de traitement de certains matériaux qui sont mauvais conducteurs de l'électricité, car l'échauffement se produit alors au cœur des matériaux traités eux-mêmes (fig. 25 - 4).

Mesure de débit d'un fluide dans une conduite

Il est utile, sinon indispensable, de connaître le débit d'un fluide (eau, carburant, fuel, huile) dans la conduite qui le véhicule.

Connaissant le débit instantané et le temps pendant lequel le fluide est passé dans la conduite, il est bien facile de déterminer la quantité exacte du fluide qui a été débitée par la conduite.

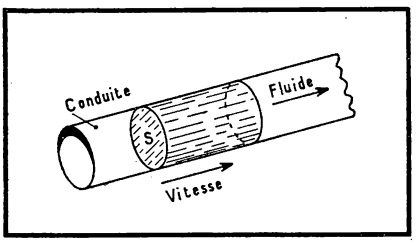


Fig. 25-5. — Débit : vitesse du fluide x section de la conduite.

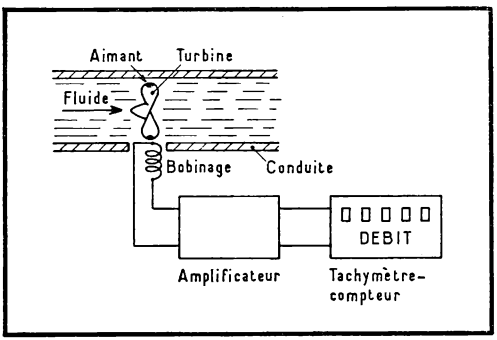


Fig. 25-6. — La fréquence du courant alternatif induit dans le bobinage est proportionnelle au débit du fluide dans la conduite.

Le produit de la section intérieure d'une conduite (c'est une surface), par la vitesse de passage d'un fluide dans la conduite, donne le débit du fluide, puisque la vitesse est l'expression d'une longueur par rapport à l'unité de temps (fig. 25 - 5).

Débit du fluide : Section de la conduite × Vitesse de passage du fluide.

Si la section intérieure d'une conduite est de 1 dm^2, si un fluide passe dans la conduite à une vitesse de 1 mètre par seconde (1 m/s), le produit :

$$\frac{1\ dm^2 \times 1\ m}{1\ s} = \frac{0{,}01\ m^3}{1\ s} = 36\ m^3/heure$$

exprime le débit du fluide dans la conduite.

Lorsqu'une turbine est placée dans la conduite, dans le courant du fluide qui passe dans la conduite, la vitesse de rotation de la turbine est proportionnelle à la vitesse de passage du fluide, donc proportionnelle au débit du fluide (fig. 25 - 6).

Les pales de la turbine portent de petits aimants permanents. Lorsque la turbine tourne, les aimants passent devant des bobinages disposés contre la paroi de la conduite. Il apparaît, dans ces bobinages, un courant alternatif dont la fréquence dépend de la vitesse de rotation de la turbine, par conséquent du débit du fluide dans la conduite.

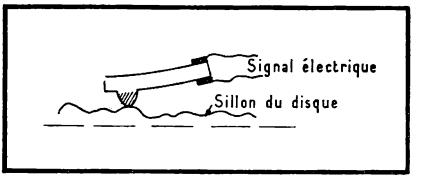
Il reste à amplifier les courants apparus et mesurer leur fréquence. Le *tachymètre,* appareil qui mesure ainsi la vitesse de rotation de la turbine, indique le débit du fluide dans la conduite...

Détection et mesure des vibrations

Lorsqu'un objet est soumis à une série d'impulsions, de pressions, il peut entrer en résonance mécanique et se briser, tel un socle de machine, un moteur, un plancher, un véhicule...

Certes, dans certains cas, la vibration est utile et appréciée, lorsqu'il s'agit de reproduction des disques d'électrophones. Le capteur de vibrations est alors un lecteur qui est déformé, mécaniquement, durant son exploration du sillon gravé du disque (fig. 25-7).

Fig. 25-7. — Un signal électrique apparaît entre les électrodes du lecteur, lequel est déformé, mécaniquement, par la gravure du sillon du disque.



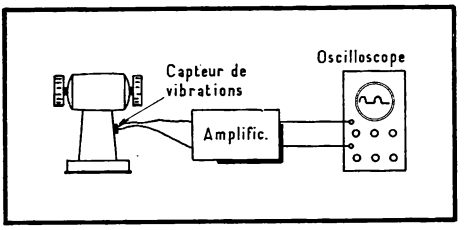


Fig. 25-8. — L'oscilloscope permet l'observation directe du phénomène.

Capteurs et lecteurs se déforment, ou se déplacent, en fonction des vibrations qui leur sont appliquées. Ils sont alors le siège d'une force électromotrice proportionnelle à l'amplitude de la vibration.

Il faut amplifier le signal électrique délivré par les capteurs, en vue de l'enregistrement, ou pour l'examen sur l'écran de l'oscilloscope, instrument indicateur visuel de choix (fig. 25-8).

Il est donc possible de mesurer non seulement l'amplitude des vibrations, mais encore la fréquence de ces vibrations, la direction dans laquelle elles s'exercent.

Le microscope électronique

Dans le domaine de l'exploration de l'infiniment petit, le microscope électronique a considérablement accru les possibilités d'observation. Sa puissance, de très loin supérieure à celle des microscopes optiques les plus perfectionnés (microscope à contraste de phase), permet aux chercheurs d'aller plus loin dans l'étude biologique de la cellule, des bactéries, tout comme dans l'étude des molécules des métaux (cristallographie), des particules de poussières, de fumées, dans l'étude des catalyseurs que l'industrie chimique utilise chaque jour davantage.

L'OPTIQUE ÉLECTRONIQUE

En étudiant le tube à rayons cathodiques, le *cathoscope* (chapitre 18), nous avons appris qu'un faisceau d'électrons, émis par la cathode d'un

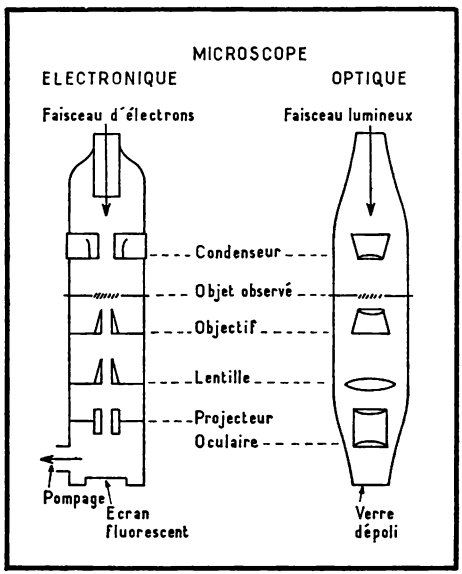


Fig. 25-9. et 25-10. — Les différentes lentilles (électroniques) du microscope électronique portent les mêmes noms que celles du microscope optique.

tube électronique à vide, est dévié par des anodes de concentration et des plaques de déviation, tout comme un faisceau lumineux est dévié par des lentilles (fig. 25-9).

Un champ magnétique, ou électromagnétique, produit sur un faisceau d'électrons le même effet qu'une lentille produit sur un faisceau lumineux.

L'optique électronique s'apparente donc, sous certains aspects, à l'optique classique.

Le microscope électronique comporte les mêmes organes que le microscope optique ; nous avons établi, à la figure 25-9, les schémas des deux appareils. Il est facile de constater les analogies entre les deux instruments.

Dans le microscope électronique, la source lumineuse devient un générateur d'électrons, cathode émissive, wehnelt, canon à électrons. Les électrons traversent un condenseur qui a pour rôle de régulariser le faisceau électronique, tout en le concentrant, avant qu'il aille « bombarder » l'objet à observer. Puis le faisceau électronique qui a été modifié au passage par l'objet, subit l'action des lentilles optiques-électroniques, avant d'arriver sur l'écran d'observation, sur lequel apparaît l'image de l'objet.

Il va sans dire que la propagation des électrons, du faisceau électronique, ne s'effectue ici que dans le vide, d'où la nécessité de pomper l'air initialement emprisonné dans le microscope électronique.

Le grossissement du microscope électronique est de l'ordre de 200 fois celui du microscope optique...

Les centrales électriques de demain

Les besoins en énergie électrique vont sans cesse grandissants (la consommation d'énergie électrique double tous les dix ans).

De gros efforts sont entrepris dans la recherche de moyens nouveaux à utiliser, pour produire cette électricité qui intervient chaque jour davantage dans la vie des hommes.

Les centrales thermiques transforment l'énergie thermique de combustibles (charbon, fuel, gaz naturel) en énergie électrique. Les centrales nucléaires transforment en énergie électrique l'énergie thermique libérée par des réactions nucléaires dûment contrôlées. Les centrales hydrauliques transforment en énergie électrique l'énergie cinétique de la chute de l'eau des barrages (houille blanche des barrages de montagne, houille verte des usines marémotrices).

Bientôt, nous aurons, en France, des installations de production d'électricité à partir d'une technique toute nouvelle : *la magnétohydrodynamique.*

Faisons passer dans une tuyère les gaz chauds provenant, par exemple, de la combustion de gaz naturel, en prenant le soin *d'ioniser* les gaz chauds produits à l'aide d'une semence ionisante (césium, potassium). Ioniser, c'est arracher des électrons aux atomes des gaz, transformant ces derniers en ions positifs et en électrons négatifs. Dans la

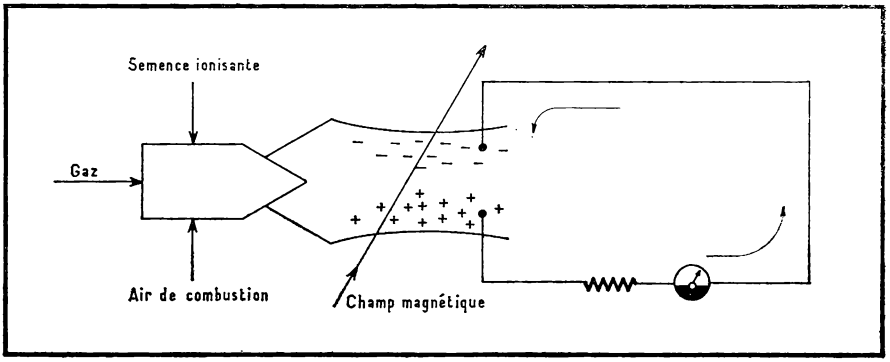


Fig. 25-11. — Le générateur magnétohydrodynamique (M.H.D.) ne comporte pas de pièces mécaniques en mouvement : il est, de ce fait, robuste.

tuyère (fig. 25-11), nous obtenons deux courants gazeux nettement différents, quant aux charges d'électricité qu'ils véhiculent. La zone supérieure est riche en électrons, c'est une zone négative ; la zone inférieure est riche en ions positifs, c'est une zone positive ; les deux zones sont conductrices de l'électricité. Nous avons en quelque sorte, dans la tuyère, deux courants gazeux, tous deux conducteurs de l'électricité ; nous sommes donc en présence de deux conducteurs mobiles. Soumettons-les à l'action du champ électromagnétique d'une bobine : les conducteurs, mobiles, deviennent le siège d'une force électromotrice. Plongeons, dans les veines gazeuses, deux électrodes qui sont reliées par une résistance, à l'extérieur de la tuyère : un courant électrique (continu) passe dans la résistance, se rendant de l'électrode plongée dans la zone positive, à l'autre électrode, plongée dans la zone négative.

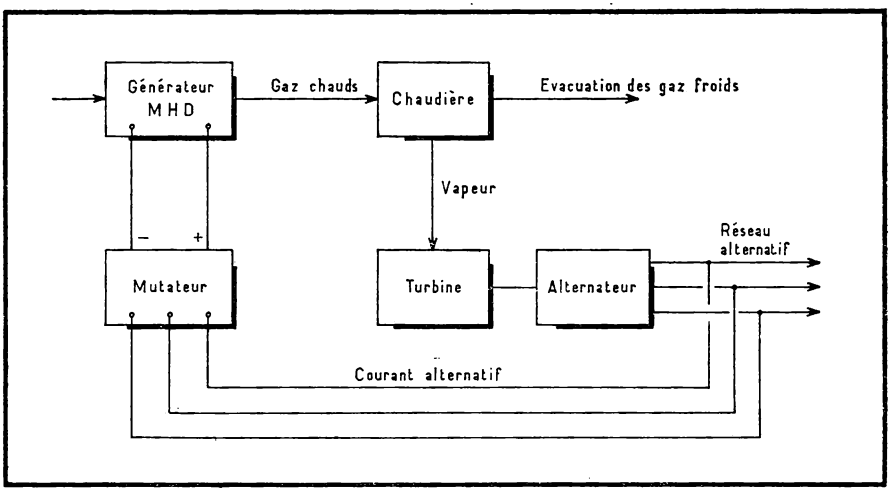


Fig. 25-12. — En couplant une installation M.H.D. avec une centrale thermique traditionnelle, on produit davantage d'électricité avec la même quantité de combustible.

Voilà montré, en bref, le principe du générateur magnétohydrodynamique (M.H.D.).

Rien n'empêche de faire passer les gaz chauds, sortant du générateur, dans une chaudière, pour fabriquer de la vapeur, laquelle entraîne une turbine actionnant elle-même un alternateur, tout comme il est pratiqué dans une centrale thermique traditionnelle (fig. 25-12).

De cette façon on peut donc produire de l'électricité deux fois, pour une même quantité de gaz consommé : avec le générateur M. H. D. et avec l'alternateur de la centrale en aval, d'où un accroissement très sensible du rendement des centrales thermiques actuelles.

Le générateur M.H.D. produit un courant continu qu'il est très facile de transformer en courant alternatif à l'aide d'un *mutateur* (équipé de thyratrons).

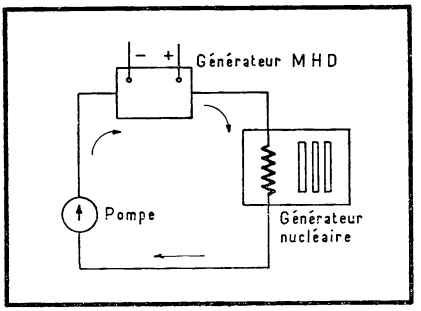


Fig. 25-13. — Le gaz ionisé est déplacé par une pompe en circuit fermé. Avec ce procédé, on associe énergie thermonucléaire et énergie M.H.D.

En variante du principe, on peut également faire circuler le gaz ionisé en circuit fermé, la chaleur nécessaire à l'ionisation sera fournie par un réacteur nucléaire (fig. 25-13).

Tout cela est entre les mains des électriciens, mais les électriciens reconnaissent volontiers qu'il s'agit bien d'électronique...

La télévision

La télévision exerce, sur l'information humaine, un poids énorme. Mais elle est également sollicitée, chaque jour davantage, dans l'industrie, puisqu'elle permet de contrôler, à distance, le fonctionnement d'un appareil, d'une installation. N'a-t-elle pas trouvé une application magnifique, dans les facultés, rendant possible à tout un auditoire de suivre une intervention chirurgicale, alors que cette faveur n'était, hier encore, réservée qu'à quelques privilégiés !

Qu'il s'agisse d'une chaîne de télévision diffusant des programmes, ou d'un circuit intérieur, dans tous les cas une *caméra* explore l'image, qu'elle transforme en signal électrique, tout comme le fait, dans son genre, un microphone qui transforme en signal électrique les sons à transmettre.

Le signal « image » est accompagné d'un signal de synchronisation qui, dans le récepteur, impose au système de balayage de l'écran par un point lumineux — le spot — de fonctionner en parfaite harmonie avec l'exploration de l'image à la prise de vue.

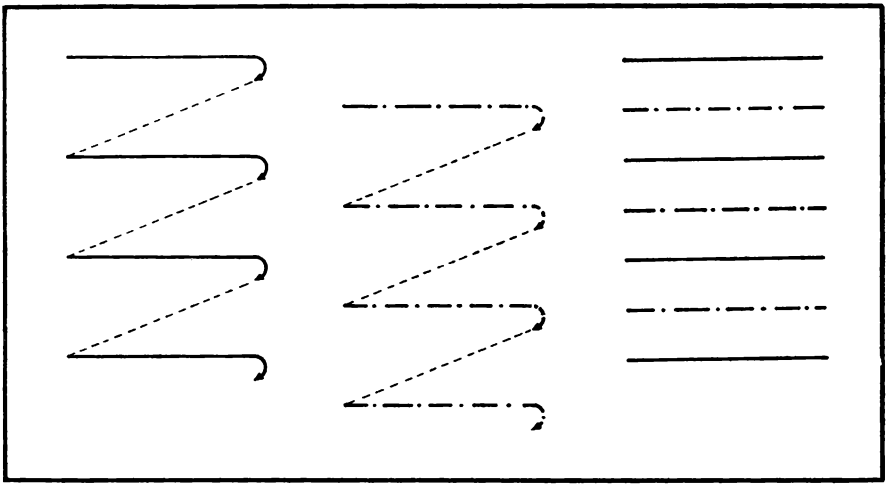


Fig. 25-14. — Le spot balaie l'écran de gauche à droite et de haut en bas. Deux demi-images sont reconstituées, formant une image complète.

En étudiant les tubes à rayons cathodiques, les cathoscopes, nous avons vu comment s'opère le balayage de l'écran par déviation méthodique du point d'impact des électrons sur l'écran du tube, point lumineux appelé spot. Le spot balaye donc l'écran du récepteur, de gauche à droite, sur une ligne, pour revenir ensuite tracer une nouvelle ligne en dessous de la première. La définition d'un système de télévision est le nombre de lignes, par seconde, décrites par le spot (fig. 25-14).

L'intensité lumineuse du spot est variable, ce qui fait que chaque ligne décrite par lui est une succession de points dont la teinte va du noir profond au blanc intense, en fonction du signal vidéo-fréquence de l'émission.

La fréquence du courant alternatif délivré par le secteur contribue au verrouillage énergique de la synchronisation entre la reproduction de l'image sur l'écran du récepteur et la prise de vue par la caméra. Si la fréquence du secteur est de 50 périodes par seconde, le nombre d'images complètes reproduites par seconde est de 25 (50 demi-images interlignées). En définition 625 lignes, cela donne 25 fois 625 lignes par seconde sur l'écran.

Sans vouloir étudier à fond la structure d'un récepteur de télévision noir et blanc, jetons un coup d'œil sur le schéma-bloc reproduit à la figure 25-15.

L'antenne capte les signaux provenant de l'émetteur, pour les injecter dans un étage amplificateur. A la sortie de cet étage, s'opère un changement de fréquence, dont les avantages résident en la possibilité qu'il offre d'amplifier, dans les meilleures conditions, les signaux « son » et « vidéo-fréquence ». Ces signaux sont alors séparés, pour être amplifiés par deux chaînes. La première de ces chaînes amplifie, détecte le signal son, en vue de sa reproduction sonore par un haut-parleur, après une

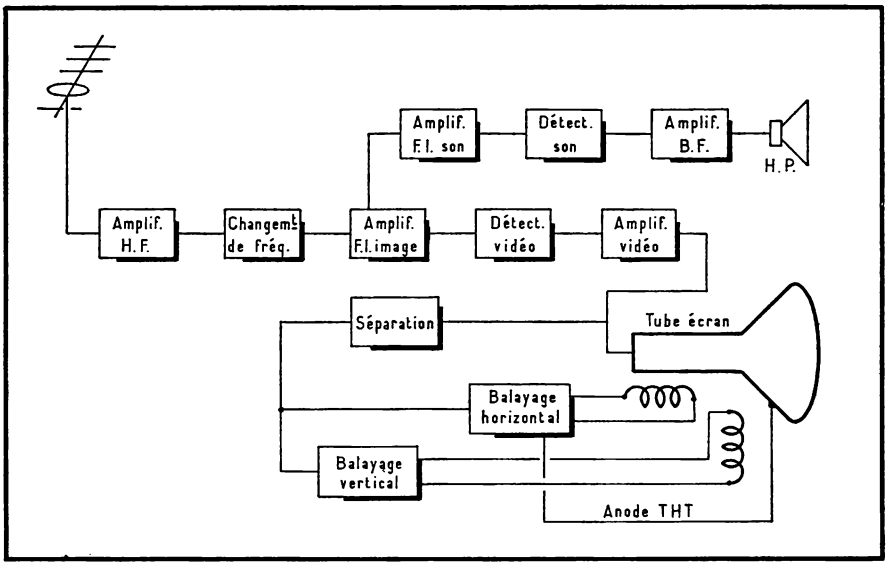


Fig. 25-15. — L'anode des tubes cathoscopes est alimentée sous une très haute tension, de l'ordre de 15 kV (15 000 volts).

amplification de basse fréquence. La seconde de ces chaînes amplifie le signal vidéo, en vue de la synchronisation du système de balayage de l'écran par le spot, dont l'intensité lumineuse est modulée par le signal vidéo.

Le balayage s'opère dans les deux sens : horizontal et vertical, à l'aide de bobines de déviation. Le signal de modulation du spot, en intensité lumineuse, est appliqué au wehnelt du tube écran (chapitre 18).

VERS LA TÉLÉVISION EN COULEURS

Pour la restitution de la couleur, l'exploration de l'image s'effectue au moyen de caméras sensibles à des teintes fondamentales, le bleu, le rouge, le vert.

Ainsi, trois signaux-teintes sont envoyés vers le récepteur, lequel dispose d'un tube-écran possédant trois cathodes qui servent, chacune, à la reproduction de l'image correspondante, quant à la teinte.

Le fond du cathoscope, l'écran, reçoit trois revêtements sensibles qui s'illuminent à la teinte à laquelle ils sont sensibles. Le mélange. des trois teintes fondamentales reconstitue l'harmonie colorale de l'image.

Le laser

Les rayons lumineux déplacent des électrons dans les atomes de certains corps (chapitre 21). Les atomes récupèrent les électrons dits excités et, en retour, ils émettent de la lumière.

Lorsqu'un barreau de rubis de synthèse est stimulé par une décharge

lumineuse (fig. 25-16), les atomes du barreau sont excités et leur retour dans une position normale s'accompagne d'une émission lumineuse intense.

Le laser (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) est un appareil capable de produire, grâce à des éléments optiques et électroniques, un faisceau lumineux d'une concentration énormément élevée. La lumière émise est dite *cohérente,* en ce sens que le faisceau lumineux sortant de la face terminale du laser reste rigoureusement rectiligne, qu'elle est monochromatique et que les ondes sont en phase.

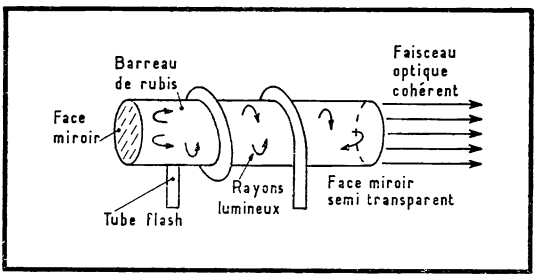


Fig. 25-16. — C'est un tube électronique à éclats, genre tube flash, qui est utilisé, ici, pour la stimulation du laser.

Une des faces terminales du barreau est traitée, optiquement, à la façon d'un miroir de très haute qualité ; elle renvoie donc, vers l'intérieur du barreau, les rayons lumineux qui arrivent sur cette face.

La face opposée est traitée en miroir semi-transparent, c'est-à-dire qu'elle autorise la sortie des rayons lumineux intenses, en réfléchissant les rayons faibles, vers l'intérieur.

Les rayons se réfléchissent sur la paroi cylindrique du barreau, ce qui fait que, par la seule face terminale semi-transparente, sort un faisceau lumineux intense.

La lumière émise par un laser est *monochromatique,* c'est-à-dire que tous les rayons lumineux émis ont la même longueur d'onde. Voilà qui explique pourquoi le faisceau du laser n'est pas décomposé par le prisme.

Il existe différents types de laser, à rubis, à gaz, à semiconducteurs.

De grands espoirs sont fondés sur l'avenir de cette géniale invention qu'est le laser. La densité d'énergie obtenue avec cet appareil est considérable, en raison de la concentration du faisceau émis.

Au cours d'expériences, il a été obtenu des concentrations de radiations d'intensité supérieure à celle du soleil !...

Certainement, nous verrons très bientôt les faisceaux des lasers emporter des messages à des distances aujourd'hui inaccessibles avec les moyens dont nous disposons. Les télécommunications bénéficieront amplement de ces faisceaux lumineux surpuissants, qui percent les couches supérieures atmosphériques, beaucoup plus facilement que les ondes radioélectriques... En modulant le faisceau émis par un laser, il est facile d'envoyer simultanément des quantités incroyables de messages avec une précision et une fiabilité dépassant tout ce qui a été obtenu jusqu'alors, au prix de tant d'efforts !

Voici enfin arrivé le moment tant attendu : nous allons maintenant passer à la pratique.

Nous avons acquis de bonnes connaissances théoriques, suffisantes pour nous permettre de comprendre le fonctionnement, mais aussi pour élaborer nous-mêmes bien des montages. Il nous faut, en plus, concrétiser, matérialiser nos connaissances acquises, nous familiariser avec l'électronique pratique en réalisant des montages.

Ceux que nous vous invitons à construire sont des montages usuels, certes, mais sérieux. Nous les avons sélectionnés parmi tous ceux que nous connaissons bien pour les avoir personnellement étudiés et mis au point, nous pouvons donc garantir leur parfait fonctionnement.

Nous allons décrire et commenter quelques réalisations simples que chacun peut construire, pour le plaisir et la satisfaction.

Nous ajouterons qu'il est facile de se procurer, chez tous les vendeurs de pièces détachées, les composants nécessaires à leur construction (résistances, condensateurs, interrupteurs, fils, transistors, contacteurs, etc.).

CHAPITRE 26

UN PEU DE TECHNOLOGIE

Il existe des ouvrages spécialisés sur la technologie.

Nous nous limiterons volontairement ici à donner quelques brèves indications sur les composants utilisés dans nos montages dont nous allons donner la description.

Résistances

Résistances de valeur fixe

Elles se présentent sous la forme d'un petit cylindre muni de deux

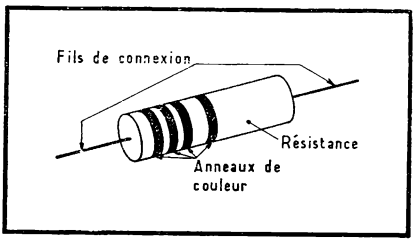


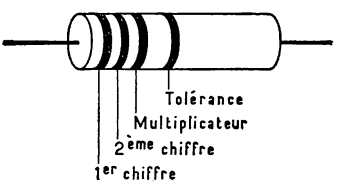
Fig. 26-1. — La valeur des résistance est marquée d'après le code des anneaux de couleur.

Fig. 26-2. — Les valeurs normalisées sont : 10 - 12 - 15 - 18 - 22 - 27 - 33 - 39 - 47 - 56 - 68 - 82 ohms et les mêmes valeurs multipliées par 10, 100, 1000, 10 000, jusqu'à 10 mégohms.

CODE DES COULEURS

Couleur	Chiffre	Multiplicateur nombre de zéros
Noir	0	pas de zéro
Marron	1	1 zéro
Rouge	2	2 zéros
Orange	3	3 zéros
Jaune	4	4 zéros
Vert	5	5 zéros
Bleu	6	6 zéros
Violet	7	7 zéros
Gris	8	8 zéros
Blanc	9	9 zéros

Tolérance	
Sans marquage	20 %
Argent	10 %
Or	5 %



Exemple

1er chiffre : rouge = 2

2ème chiffre : violet = 7

3ème chiffre, multiplicateur : orange = 000

Il s'agit ici d'une résistance de :

27 000 ohms

Tolérance : argent = 10 % sur la valeur

(27 000 Ω ± 10 %)

Marron, noir, noir :

1, 0, pas de zéro = 10 Ω

fils de connexion aux extrémités de la résistance. Leur grosseur est fonction de la puissance qu'elles peuvent dissiper (fig. 26-1).

La valeur des résistances est indiquée par le code des couleurs.

Chaque résistance possède quatre anneaux de couleur, à partir d'une extrémité. Les trois premiers concernent la valeur (en ohms) de la résis-

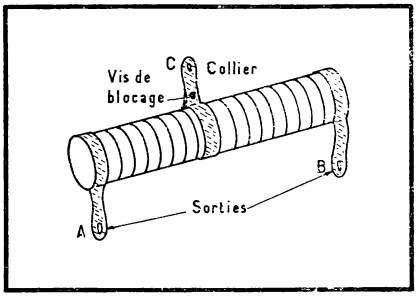


Fig. 26-3. — La résistance bobinée, à collier, est très commode pour la confection d'un pont diviseur de tension.

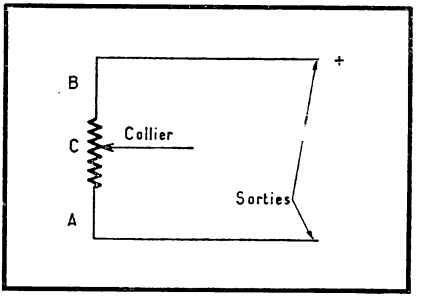
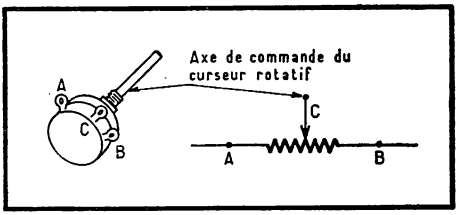


Fig. 26-4. — Une fois la tension ajustée, il suffit de bloquer en place le collier.

tance ; le quatrième renseigne sur la précision, la tolérance, en pourcentage de la valeur de la résistance (fig. 26 - 2).

Certaines résistances sont du type *bobinées* (fig. 26 - 3) ; elles sont constituées par un fil résistant enroulé sur un bâtonnet, elles permettent la dissipation de puissances plus importantes que les précédentes (4, 10, 15 W, etc.) Elles peuvent généralement recevoir un collier que l'on déplace et bloque à un endroit déterminé, on élabore ainsi un *pont diviseur de tension* (fig. 26 - 4). La valeur des résistances bobinées est écrite en chiffres.

Fig. 26-5. — L'axe de commande du potentiomètre est solidaire du curseur rotatif.



Résistances variables

On les appelle généralement *potentiomètres,* en raison de leur utilisation. Elles possèdent un curseur dont le déplacement est commandé par rotation de l'axe qui le porte (fig. 26 - 5).

Elles sont dites « ajustables » lorsque le curseur n'est pas manœuvrable manuellement. On place le curseur à la position désirée et on l'y laisse.

Condensateurs

Les condensateurs de faible capacité (de 0 à 100 000 pF) se présentent sous la forme de *plaquettes,* munies des deux fils de connexion des armatures. Ils peuvent également avoir une forme tubulaire (fig. 26 - 6).

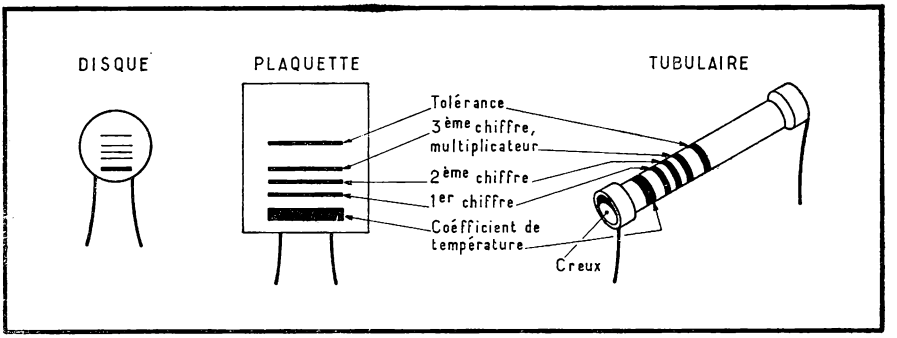


Fig. 26-6. — Le coefficient de température traduit la variation de capacité d'un condensateur en fonction de la température

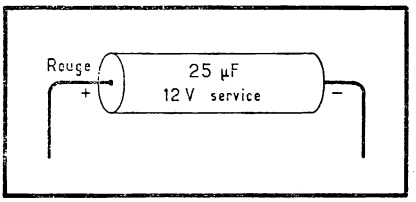


Fig. 26-7. — La tension de service du condensateur doit être choisie supérieure à la tension maximale à laquelle le condensateur sera soumis.

La capacité des condensateurs est indiquée par le code des couleurs, le même que celui utilisé pour indiquer la valeur des résistances.

Les condensateurs de forte capacité (quelques microfarads à quelques centaines de microfarads) sont du type *électrochimique* (fig. 26 - 7), ils sont alors polarisés. Il importe de veiller que leur électrode (positive), souvent repérée par un point rouge, soit reliée au point le plus positif par rapport

Fig. 26-8. — L'interrupteur est, généralement, fermé lorsque sa manette est en position (2), du côté des bornes de connexion.

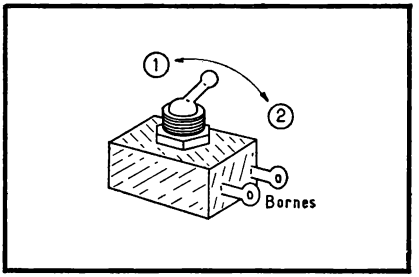
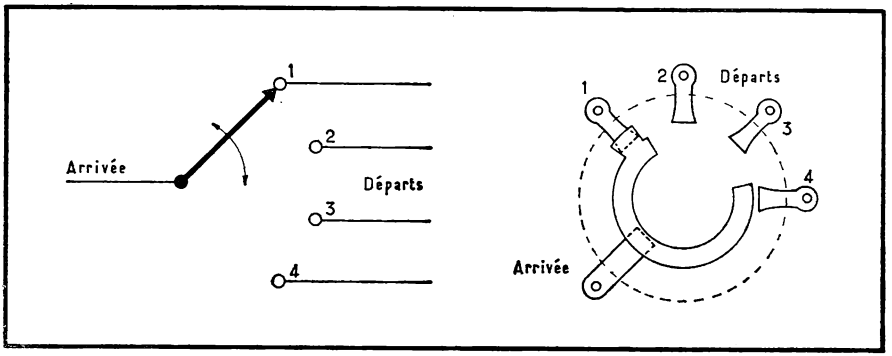


Fig. 26-9. — Représentation d'une galette de commutateur 1 circuit - 4 positions.



à celui auquel est reliée l'électrode moins. La valeur de la capacité des condensateurs électrochimiques est indiquée en chiffres et symboles, car les dimensions de ces composants sont assez importantes pour permettre l'écriture en chiffres.

Interrupteurs

Ils sont munis de deux cosses sur lesquelles on soude les extrémités des fils qui... aboutissent à l'interrupteur (fig. 26 - 8). La commande de l'interrupteur s'effectue par basculement de sa manette, laquelle peut occuper deux positions (1) et (2).

Contacteurs

Ils permettent de réaliser, à volonté, la connexion temporaire d'un point d'un circuit à différents points d'un autre circuit, (fig. 26 - 9). Ils possèdent des galettes munies des cosses « départ » et d'une cosse « arrivée ».

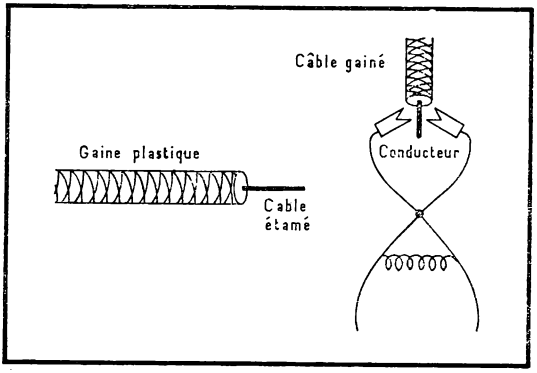


Fig. 26-10. — La pince à dénuder n'entame que la gaine, sans blesser le conducteur.

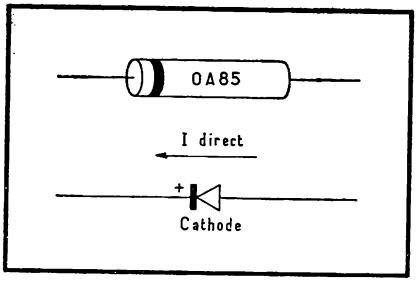


Fig. 26-11. — L'anneau de couleur est marqué du côté de la cathode de la diode semiconductrice (le courant direct sort par la cathode).

Il existe des contacteurs à plusieurs circuits, plusieurs directions, dont la commande s'effectue simultanément en tournant leur axe.

Fils de câblage

Les pinces coupantes et les pinces à dénuder sont très commodes pour préparer la longueur de fil nécessaire en mettant à nu le fil conducteur (fig. 26 - 10).

Diodes semiconductrices

Elles portent un anneau de couleur du côté « sortie » du courant direct (fig. 26 - 11).

Transistors

Le collecteur est généralement repéré par un point de couleur (fig. 26 - 12). Certains transistors possèdent un blindage, lequel est relié à une électrode (de blindage) qui sera soudée à la masse générale du montage.

(Se faire préciser la correspondance des électrodes par le vendeur.)

Quant aux *voyants lumineux, boutons de commande, douilles et fiches bananes, pinces crocodiles,* leur emploi ne demande aucune recommandation particulière.

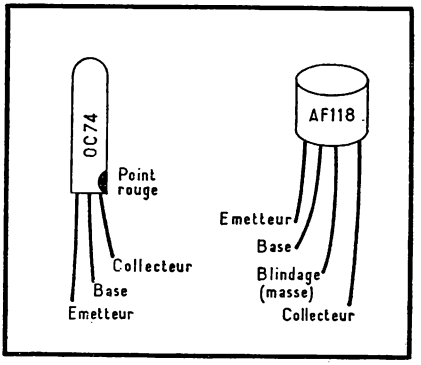


Fig. 26-12. — Le collecteur d'un transistor est généralement signalé par un point de couleur marqué auprès de son électrode de sortie.

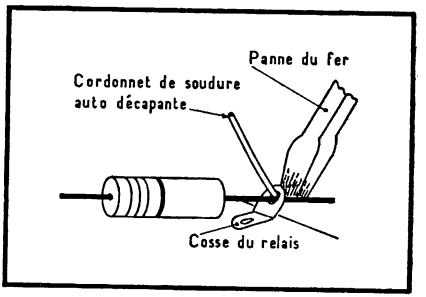


Fig. 26-13. — Ce sont les pièces à souder, chauffées, qui fondent le cordonnet de soudure.

Soudure

Pour effectuer de bonnes soudures, il est indispensable de chauffer les pièces à assembler, propres, avec la panne du fer à souder, propre, étamée. La chaleur des pièces à souder fait fondre le cordonnet de soudure (du type à 60 % d'étain), que l'on présente aux pièces à souder ensemble, non pas au fer lui-même (fig. 26 - 13).

Une bonne soudure, une fois terminée, doit être brillante.

CHAPITRE 27

ANALYSEUR DE SEMICONDUCTEURS

Cet appareil permet de tester les semiconducteurs, de relever les caractéristiques statiques et dynamiques des diodes et transistors, de déterminer le gain en courant des transistors en montage émetteur commun. Il est, à notre avis, indispensable dans le petit « laboratoire » que chacun peut se constituer à peu de frais.

Il doit néanmoins être associé au contrôleur universel, appareil de mesure aux fonctions multiples, qui permet de mesurer des tensions et intensités.

Nous avons appris, au cours des chapitres 4 et 5, que, pour étudier le fonctionnement d'un transistor, il faut d'abord l'alimenter convenablement, c'est-à-dire en respectant conjointement ses polarités et celles des sources d'alimentation, puis relever les tensions entre les différentes électrodes du transistor ainsi que les intensités des courants qui passent dans ces électrodes. Ensuite, il suffit de faire varier une tension (par exemple, la tension E_b entre l'émetteur et la base) et d'observer quelles sont les répercussions sur les intensités et tensions aux différents points du montage.

Il est donc logique et commode d'alimenter la base et le collecteur du transistor étudié à partir de ponts diviseurs entre les bornes « + » et « — » de la source d'alimentation, comme le montre le schéma de la figure 27-1 se rapportant à un transistor du type *p-n-p*, en insérant dans

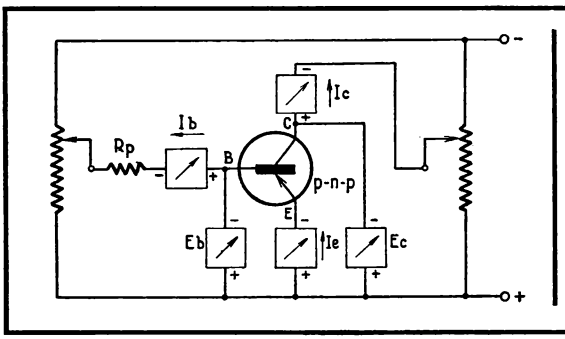


Fig. 27-1. — La résistance de protection R_p, dans le circuit de base, limite l'intensité du courant de base en desous de la valeur dangereuse pour le transistor essayé.

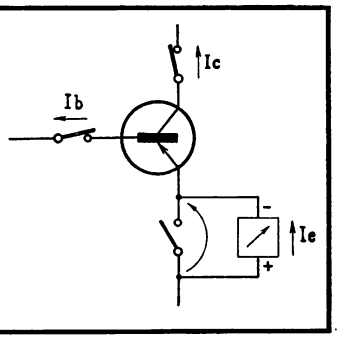


Fig. 27-2. — En ouvrant l'interrupteur du circuit d'émetteur, on lit, sur le cadran du contrôleur, l'intensité du courant d'émetteur.

le circuit de la base une résistance de protection R_p ayant pour rôle de limiter l'intensité du courant de base en dessous de la valeur dangereuse pour le transistor, ce qui protège ce dernier contre les risques d'une fausse manœuvre éventuelle.

Mesure des intensités

Plaçons trois interrupteurs respectivement dans les circuits d'émetteur, de base et de collecteur (fig. 27-2). Ces interrupteurs permettent la mise sous tension ou hors tension des électrodes correspondantes. Lorsqu'un interrupteur est ouvert, mais qu'entre ses bornes se trouve branché, en parallèle, un milliampèremètre, le courant passe néanmoins dans l'électrode,

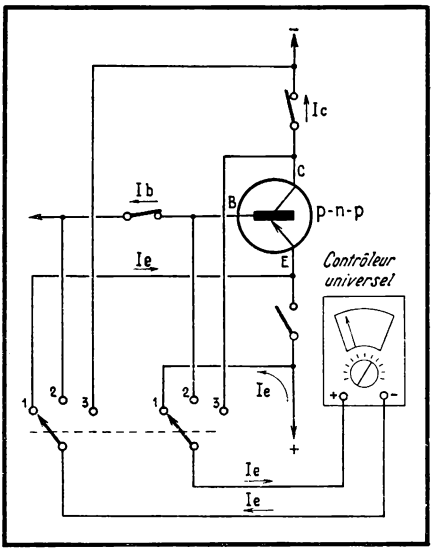


Fig. 27-3. — Toutes les mesures s'effectuent, par commutation, avec le même contrôleur.

par le milliampèremètre, dont l'aiguille dévie. En branchant donc l'appareil de mesure entre les bornes de l'interrupteur ouvert, l'alimentation de l'électrode correspondante est assurée, mais on mesure l'intensité du courant passant dans cette électrode.

Il va sans dire que la mesure de ces intensités peut fort bien s'effectuer à l'aide du même contrôleur (universel) dont les bornes d'entrée seront connectées à tour de rôle, grâce à un contacteur à galettes, aux bornes des interrupteurs desservant les électrodes dont on désire connaître l'intensité du courant qui les parcourt (fig. 27-3).

Evidemment, un reproche peut être fait au système, qui ne permet pas de suivre, simultanément, les variations des intensités des différents courants passant dans les électrodes, mais exige une exploration successive des différents circuits. En soi, cela n'a pas une grande importance, mais présente l'avantage, en fermant et en ouvrant les interrupteurs qui nous intéressent, d'alimenter deux électrodes sur trois.

Nous pouvons, par exemple, mesurer avec une très grande facilité le

courant I_{cbo} (courant de collecteur lorsque le collecteur et la base sont seuls alimentés) : il nous suffit de laisser ouverts les interrupteurs du collecteur et de l'émetteur, en fermant l'interrupteur de la base. L'appareil de mesure, commuté en milliampèremètre et sur le calibre voulu, est branché entre les bornes de l'interrupteur du collecteur (fig. 27-4).

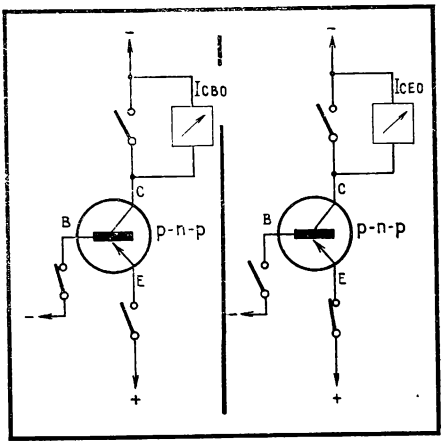


Fig. 27-4 (à gauche). — Pour mesurer le courant I_{CBO}, il ne faut fermer que l'interrupteur du circuit de base.

Fig. 27-5 (à droite). — La mesure du courant I_{CEO} est aussi facile à effectuer que la précédente.

Nous pouvons, également, mesurer le courant I_{ceo} (courant de collecteur, le collecteur et l'émetteur étant seuls alimentés) avec autant de commodité : nous laisserons ouverts les interrupteurs de la base et de l'émetteur, l'interrupteur du collecteur étant fermé. L'appareil de mesure, en milliampèremètre, sera branché entre les bornes de l'interrupteur de l'émetteur (fig. 27-5).

Ces deux exemples laissent prévoir la commodité de notre analyseur pour déceler les courts-circuits entre les électrodes d'un transistor.

L'essai ne demande que la très banale manœuvre d'interrupteurs et la mise en position voulue du bouton flèche qui commande le commutateur « Mesure ».

Mesure des tensions

Pour mesurer les tensions que nous désirons connaître, nous utiliserons le même procédé de commutation des bornes d'entrée du (même) contrôleur en position « Voltmètre », sur le calibre convenable, aux points intéressants du montage : tension d'alimentation, tension du collecteur, tension de base.

Inversion p n p - n p n

Chacun sait que les propriétés des transistors *p-n-p* et *n-p-n* sont les mêmes, aux polarités près. Il nous suffit, à l'aide d'un inverseur, d'intervertir les pôles « + » et « — » de la source d'alimentation, pour passer du montage initial propre aux transistors *p-n-p* au montage correspondant aux transistors *n-p-n*.

Or, il se trouve que nous devons, en même temps, inverser les bornes du contrôleur, aussi bien pour la mesure des intensités (les courants circulant maintenant dans le sens opposé à celui de tout à l'heure, dans le cas des transistors *p-n-p*), que pour la mesure des tensions, dont toutes les polarités sont inversées (fig. 27-6).

Nous devons donc prévoir un inverseur double, à quatre circuits, deux positions, qui nous permettra d'inverser les deux circuits, « + » et « — » de la source d'alimentation, en même temps que les deux circuits conduisant à l'entrée du contrôleur universel, suivant que nous essaierons des transistors *p-n-p* ou *n-p-n* (fig. 27-7).

Comme il peut être intéressant d'alimenter notre analyseur à l'aide d'une source d'alimentation extérieure (l'alimentation incorporée étant assurée par un coupleur de deux piles standard de 4,5 volts en série, soit 9 V), nous utiliserons de préférence un contacteur à 4 circuits, 4 positions, les deux premières positions (1 et 2) correspondant à l'alimentation incorporée, pour les transistors *p-n-p* et *n-p-n*, les deux autres positions (3 et 4) correspondant à l'alimentation extérieure, pour les transistors de ces deux types.

Nous en arriverons ainsi au schéma général qui est reproduit à la figure 27-7. On remarquera que le commutateur « Mesure » comporte deux circuits aboutissant aux bornes du contrôleur, par l'intermédiaire du

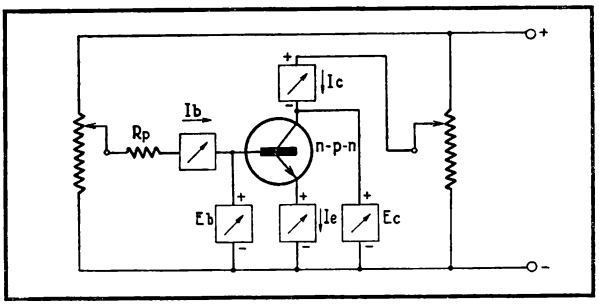


Fig. 27-6. — Pour passer aux essais sur les transistors n-p-n, il suffit d'inverser les polarités de la source d'alimentation, ainsi que les circuits conduisant à l'appareil de mesure, comparativement au montage utilisé pour les transistors p-n-p.

contacteur « Alimentation », pour l'inversion des polarités. Le commutateur « Mesure » comporte 2 circuits, à 6 positions, qui correspondent aux mesures suivantes :

1) intensité du courant d'émetteur
2) intensité du courant de base
3) intensité du courant de collecteur
4) tension émetteur-base
5) tension émetteur-collecteur
6) tension aux bornes de la source d'alimentation.

Il peut sembler superflu, en effet, de mesurer la tension entre le collecteur et la base, puisque la valeur de cette tension est tout simplement la différence entre la valeur de la tension émetteur-collecteur et la tension émetteur-base. Nous avons préféré, en position 6 de notre contacteur, mesurer la tension aux bornes de la source d'alimentation, ce qui s'est révélé, à l'usage, fort utile.

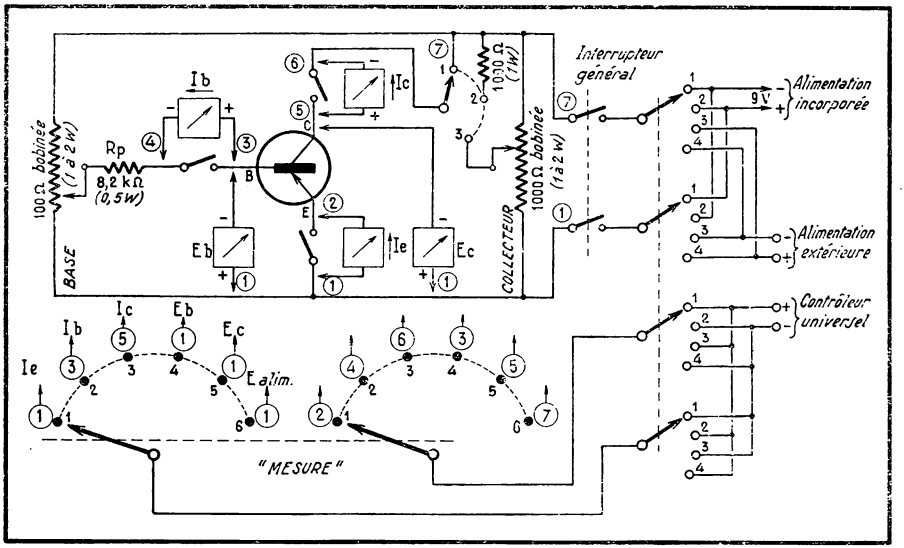


Fig 27-7. — Voici le schéma général de l'analyseur aux étonnantes possibilités. Pour les deux circuits supérieurs du contacteur de droite les positions se répartissent comme suit :

1-3 : p-n-p. **Courant direct** ;
2-4 : n-p-n. **Courant inverse** ;
1-2 : **Alimentation incorporée** ;
3-4 : **Alimentation extérieure.**

Charge du collecteur

Nous avons opté pour un commutateur à 1 circuit, 3 positions, qui nous permet de relier le collecteur à la ligne d'alimentation (pôle « — ») dans le cas de transistors *p-n-p*, « pôle « + » dans le cas des *n-p-n* et cela automatiquement, à l'aide du contacteur « Alimentation »), soit directement, soit par l'intermédiaire d'une résistance de charge de 1000 Ω, 1 W, soit par le curseur du potentiomètre bobiné de 1000 ohms, qui sert de pont diviseur entre les lignes « + » et « -- » de l'alimentation. Ce dispositif nous permet d'alimenter le collecteur sous tension constante ou à intensité constante, par retouches successives du bouton qui commande la position du curseur du potentiomètre.

Exemple d'utilisation de l'analyseur : détermination du gain en courant ß

Supposons que nous avons à contrôler un transistor *p-n-p*. Nous plaçons le transistor sur le support prévu à cet effet ; mettons le commutateur « Alimentation » en position 1, si nous nous servons des piles incorporées, ou en position 3, si nous utilisons l'alimentation extérieure. Fermons

l'interrupteur général, ainsi que les interrupteurs « Emetteur », « Collecteur » et « Base ». Nous plaçons le commutateur « Mesure » sur la position I_b (courant de base), le contrôleur étant, bien entendu, relié à l'analyseur, avec son commutateur propre en regard du calibre « Intensité » approprié, 1 mA par exemple. Ouvrons l'interrupteur « Base ». Le courant de base passe alors dans le contrôleur et nous pouvons ajuster son intensité à 0,05 mA, par exemple en manœuvrant le bouton du potentiomètre « Base ». Fermons l'interrupteur « Base », plaçons le commutateur « Mesure » sur la position I_c (courant de collecteur), mettons le commutateur propre du contrôleur sur le calibre 10 mA (par exemple) et ouvrons l'interrupteur « Collecteur ». Nous lisons alors la valeur I_c du courant de collecteur correspondant à un courant de base de 0,05 mA. Divisant la valeur de I_c, exprimée en milliampères, par 0,05 mA, nous obtiendrons le gain en courant β du transistor, exprimé par le rapport de l'intensité du courant de collecteur I_c à l'intensité I_b du courant de base qui lui correspond.

Les possibilités de l'analyseur

Nous dirons que notre appareil s'est révélé fort commode pour effectuer le *relevé des caractéristiques statiques* de nombreux transistors de faible et moyenne puissance, caractéristiques $I_c = f(E_c)$ pour I_b et E_b constantes, c'est-à-dire courbes représentatives, les plus utiles, des variations de l'intensité du courant de collecteur I_c en fonction de la tension émetteur-collecteur E_c pour des valeurs différentes, mais constantes de l'intensité du courant de base I_b, ou encore pour des valeurs différentes (mais constantes) de la tension émetteur-base E_b.

Comme notre analyseur a été équipé d'un commutateur permettant d'intercaler, dans le circuit de collecteur, une résistance de charge, nous pouvons avec autant de facilité, relever les *caractéristiques dynamiques*, c'est-à-dire les réseaux de courbes correspondant au fonctionnement du transistor avec une charge dans le circuit de collecteur.

Notre analyseur permet d'étudier les *diodes semiconductrices*, dont les fils de sortie seront connectés aux bornes « Emetteur » et « Base ». En position 1 ou en position 3 du commutateur « Alimentation », selon que nous utilisons la source d'alimentation incorporée ou une source extérieure, nous mesurerons le *courant direct* passant dans la diode, si nous fermons l'interrupteur « Base » et laissons ouvert l'interrupteur « Emetteur », le commutateur « Mesure » étant placé en position I_e. En plaçant ensuite le commutateur « Alimentation » en position 2 ou 4 (suivant la source d'alimentation utilisée, incorporée ou extérieure) nous mesurerons le *courant inverse* dans la diode. Il va sans dire qu'il est possible de mesurer la chute de tension dans la diode (mesure de la tension émetteur-base), etc.

Si nous voulons mesurer l'intensité du courant passant dans une *photodiode*, il nous suffit, *l'interrupteur général restant ouvert*, de brancher les électrodes de cette photodiode entre les bornes « Emetteur »

et « Collecteur », le commutateur « Charge du collecteur » étant placé en position 1, correspondant à une charge nulle. L'interrupteur « Emetteur » étant ouvert, nous plaçons le commutateur « Mesure », sur la position I_c et lisons l'intensité du courant passant dans la photodiode. Une variation de l'éclairement de la photodiode ayant pour effet de faire varier l'intensité du courant qui la traverse, voilà une petite expérience fort intéressante.

Nous nous limiterons volontairement, ici, dans l'énumération des exemples d'utilisation de notre analyseur. Nous sommes persuadés que votre imagination saura utiliser pleinement les possibilités innombrables, nous ne craignons pas de le dire, de ce petit appareil.

Nomenclature des composants nécessaires pour la construction de cet appareil

Résistances

1 : 1 kΩ, 1 W (marron-noir-rouge)
1 : 8,2 kΩ, $\frac{1}{2}$ W (gris-rouge-rouge)

Potentiomètres bobinés

1 : 100 Ω, 1 à 2 W
1 : 1 kΩ, 1 à 2 W

Interrupteurs

1 : bipolaire (général)
3 : unipolaires.

Contacteurs

1 : à 2 circuits - 6 positions (mesure)
1 : à 4 circuits - 4 positions
1 : à 1 circuit - 3 positions
4 douilles isolées
1 support pour transistor
2 boutons ordinaires (pour les potentiomètres)
2 boutons-flèches (pour les contacteurs)

Fil de câblage, 1 coffret au goût de chacun... 2 piles 4,5 V et leur coupleur.

CHAPITRE 28

ALIMENTATION STABILISEE ET FILTREE

Les transistors exigent, pour leur fonctionnement, des sources d'alimentation en courant continu. Ce courant est fourni par des piles, ou encore de petites batteries d'accumulateurs qu'il faut recharger.

Une alimentation stabilisée et filtrée, fournissant du courant continu à partir du secteur alternatif, rend des services très appréciables, en laboratoire ou... pour les travaux à domicile. Elle permet d'économiser des piles, dont l'emploi reste néanmoins tout indiqué dans les appareils portables, nous débarrassant alors de cette servitude du fil (secteur) à la patte... au cours des déplacements à l'extérieur.

Il vous est bien facile de construire cette alimentation secteur...

Principe du redressement et du filtrage

Nous savons que les diodes (semiconductrices ou tubes à vide) possèdent cette intéressante propriété de laisser passer très facilement le courant électrique dans un sens, le sens direct, celui de leur conduction facile. Par contre, elles s'opposent au passage du courant en sens inverse (fig. 28-1).

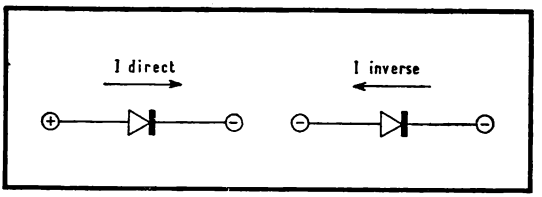


Fig. 28-1. — En alimentation directe, la diode admet un courant d'intensité importante. Par contre, l'intensité du courant inverse est très faible

Alimentons en courant alternatif une cellule à 4 diodes redresseuses en pont (fig. 28-2). Les diodes ne tolèrent le passage du courant que dans le sens indiqué par les flèches. Ainsi, les bornes A et B de la cellule de redressement correspondent aux pôles « + » et « — » d'un générateur de courant continu.

Cependant, le courant délivré par tout système redresseur n'est pas du courant rigoureusement continu, il est pulsé (fig. 28-3), parce qu'il est formé d'une série d'impulsions provenant de la pulsation du courant alternatif qui alimente le redresseur. Aussi convient-il de le réguler, de le filtrer, avant qu'il n'entre dans les appareils alimentés.

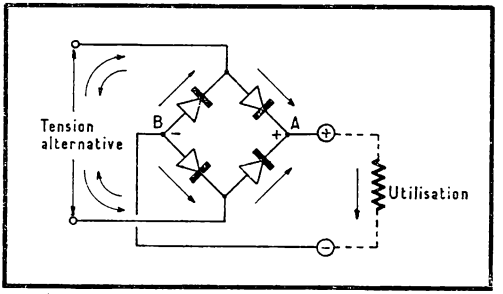


Fig. 28-2. — Le courant redressé sort par la borne A (+) pour rejoindre la borne B, en alimentant au passage l'appareil d'utilisation (représenté schématiquement par une résistance).

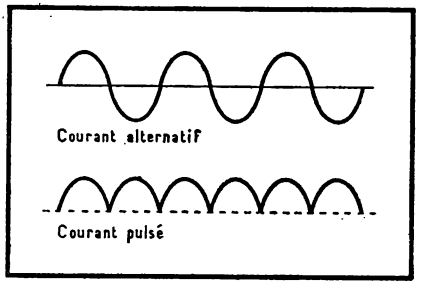


Fig. 28-3. — Le courant est pulsé, il a besoin d'être filtré pour être utilisable au même titre qu'un courant continu.

Le courant sort du pont redresseur par la borne A (pôle +) et passe dans une cellule de filtrage, avant d'être admis dans les appareils d'utilisation. Sortant des appareils d'utilisation, il revient à la borne B (pôle —) du pont redresseur (fig. 28-4).

La cellule filtrage est une cellule en π, constituée par une inductance et deux condensateurs du type électrochimique, spécialement destinés à cette fonction de filtrage. Les condensateurs se chargent pendant les « crêtes » de la tension pulsée, pour restituer, pendant les « creux » de tension, l'électricité emmagasinée. Le courant disponible entre les

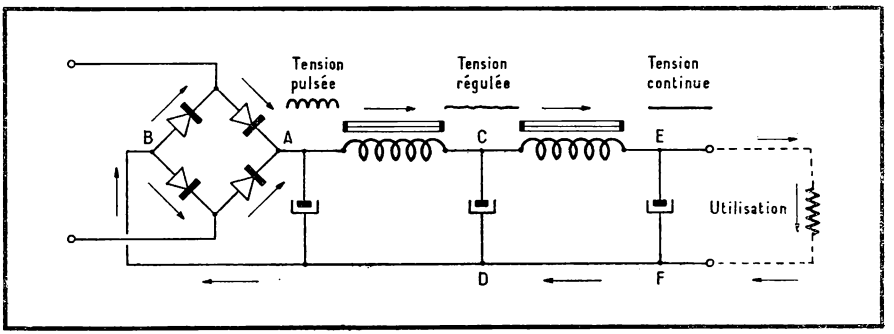


Fig. 28-4. — Une double cellule de filtrage en π permet de délivrer, à partir du secteur alternatif, un courant réellement continu.

bornes C et D de la cellule de filtrage est, pratiquement, un courant continu. Si nous voulons parfaire le filtrage nous disposons une seconde cellule de filtrage en π, à la suite de la première, la sortie s'effectuant par les bornes E et F.

Stabilisation de la tension de sortie

Il est indispensable de stabiliser la tension de sortie de l'alimentation secteur, car cette tension subit les fluctuations de l'intensité du courant consommé par l'appareil d'utilisation.

L'intensité du courant requis par l'appareil d'utilisation, pour son fonctionnement, varie selon la puissance de cet appareil. Or, le courant consommé, partant de la borne A (pôle +) doit traverser les inductances du filtre, avant de gagner la borne E pour entrer ensuite dans l'appareil alimenté. Les inductances du filtre présentent une résistance ohmique (chapitre 24) qui provoque une chute de tension inévitable, au passage du courant.

Les appareils alimentés par notre système auront, c'est bien évident, des consommations variées ; ils exigeront, pour fonctionner, des courants d'intensités diverses... ce qui fait que la chute de tension au long des inductances du filtre ne sera pas constante, puisqu'elle dépend de l'intensité du courant débité. Alors, la tension disponible entre les bornes de sortie E et F ne sera pas stable, elle chutera, d'autant plus que le débit du courant demandé augmentera !

Il nous faut pallier ce défaut, c'est ce que nous allons faire grâce à une diode Zener et un transistor *p-n-p*.

Reportons-nous au schéma de la figure 28-5.

Nous y voyons une diode Zener BZZ19 et une résistance de 470 Ω en série, entre les bornes E et F. Remarquons que la diode Zener est parcourue par un courant inverse, son anode (+) est présentée du côté de la borne — (F) alors que sa cathode (—) est présentée du côté de la borne + (E). La résistance de 470 Ω a pour but d'assurer l'alimentation de la base du transistor sous tension constante, cette tension est la tension nominale inverse de la diode Zener (chapitre 2).

Ainsi la base du transistor est alimentée sous une tension fixe, quelles que soient les fluctuations de la tension entre les bornes de sortie E et F.

Pour ce qui est de l'utilisation, la borne E reste la borne « + » de sortie, c'est d'elle que part le courant consommé par les appareils à alimenter, mais c'est l'émetteur du transistor qui devient la borne « — ».

En effet, comme nous l'avons appris au chapitre 3, le courant entre par l'émetteur d'un transistor, sortant par la base et le collecteur de ce transistor.

Donc, dans notre montage, le courant, pour regagner la borne — (F), entre par l'émetteur du transistor, duquel il sort par la base et le collecteur (fig. 28-5).

Lorsque l'intensité du courant consommé par l'appareil d'utilisation augmente, la tension entre les bornes E et F chute, comme nous l'avons vu précédemment, mais la tension émetteur-collecteur du transistor subit la même fluctuation : elle diminue également. Le transistor devient donc

moins conducteur, ce qui se traduit par une baisse de l'intensité du courant entrant par l'émetteur. Or, ce courant, est celui qui passe dans l'appareil d'utilisation ; il semblerait donc que tout accroissement de consommation de courant soit freiné, refusé par le transistor...

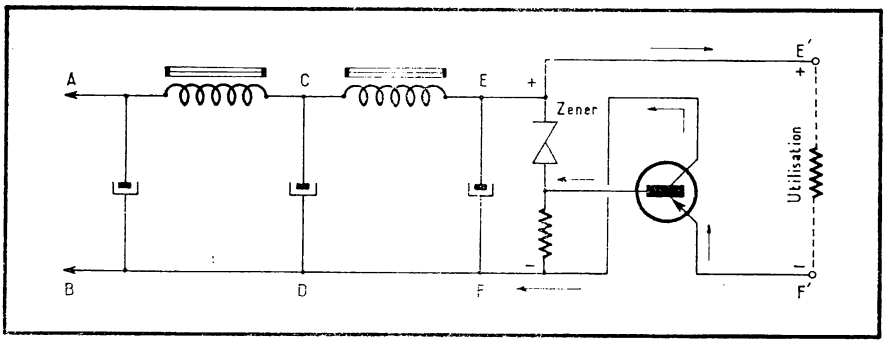


Fig. 28-5. — Quelle que soit l'intensité du courant demandé par l'appareil d'utilisation, la tension entre les bornes E' et F' reste constante.

Il n'en est pas ainsi, bien au contraire, comme nous allons le voir.

Si l'utilisation demande plus de courant, la tension entre l'émetteur et le collecteur diminue. Mais, le potentiel de la base, qui est négatif, par rapport à celui de l'émetteur, est stabilisé à une valeur fixe, grâce à la diode Zener. Tout se passe donc comme si la tension émetteur-collecteur ne variait pas, mais comme si le potentiel de base devenait plus négatif par rapport à celui de l'émetteur, ce qui provoque une augmentation du courant de base et, par là-même, une augmentation du courant de collecteur, donc du courant d'émetteur.

Ainsi, un accroissement de la demande de courant, par l'appareil d'utilisation, fait réagir le transistor qui accorde le passage du courant demandé.

Pratiquement, la tension de sortie de l'appareil reste constante, à la valeur de 9 V (tension nominale de la diode Zener BZZ19) quelle que soit la consommation de l'appareil d'utilisation...

Réalisation pratique

Le schéma général est reproduit à la figure 28-6.

Nous y voyons un transformateur d'alimentation (*Constructions Electroniques de Précision* — LA ROCHETTE/MELUN), dont le primaire peut être raccordé au secteur 127 ou 220 V, selon la tension de distribution. Les deux condensateurs de 20 nF (20 000 pF) disposés entre les bornes d'entrée secteur atténuent les crachements (générateurs de parasites) lors de l'ouverture de l'interrupteur S_1 qui commande la mise sous tension. Le voyant néon (220 V) renseigne si l'appareil est en service ou non.

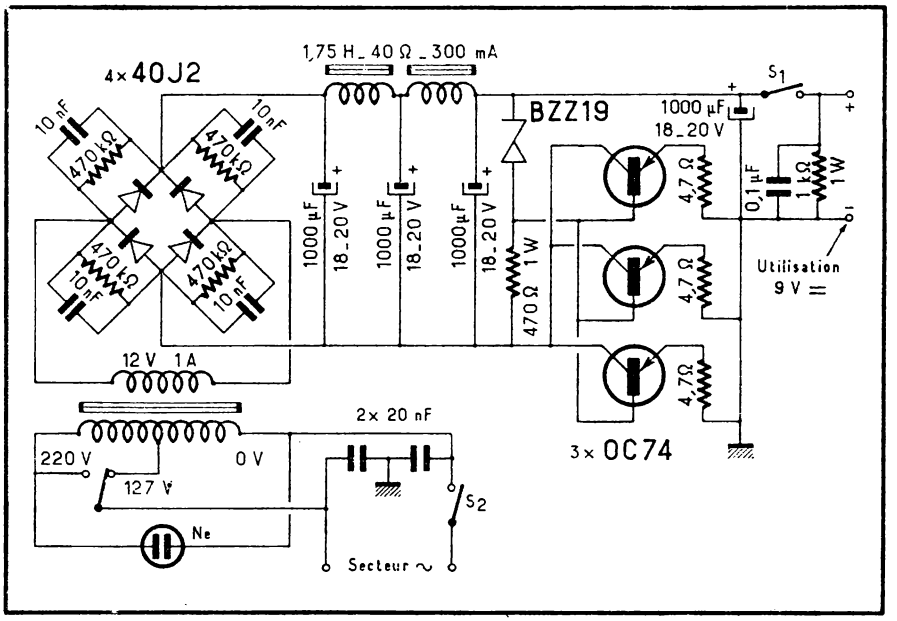


Fig. 28-6. — Des variations de plus ou moins 25 % de la tension secteur sont sans influence sur la tension de sortie, pour un débit de 10 à 300 mA en courant continu.

Le bobinage secondaire du transformateur délivre un courant de 1 A sous 12 V. En parallèle avec les diodes redresseuses sont disposées des résistances de 470 kΩ et des condensateurs de 10 000 pF, dont le rôle est de participer à la régulation du courant pulsé tout en protégeant les diodes. Les inductances de filtrage ont un coefficient de self-induction de 1,75 H, elles admettent un courant d'intensité 300 mA.

Quant au transistor, vous remarquerez qu'il est formé par l'assemblage de trois transistors OC74 en parallèle, solution qui est moins onéreuse que l'utilisation d'un seul transistor admettant un courant de collecteur d'intensité équivalente et qui nécessiterait l'emploi d'un radiateur de refroidissement. Les résistances de 4,7 Ω, dans les circuits des émetteurs, équilibrent les gains en courant des transistors.

Un condensateur de 3000 µF (3 condensateurs de 1000 µF en parallèle) assure un filtrage complémentaire en sortie.

L'interrupteur S2, qui est commandé simultanément avec l'interrupteur S1 de mise sous tension (interrupteur double), évite que les condensateurs ne se vident après l'ouverture des interrupteurs, en envoyant dans l'appareil d'utilisation l'électricité qu'ils avaient emmagasinée, ce qui ferait que les appareils continueraient à fonctionner jusqu'au moment où les condensateurs se seraient vidés (par exemple un récepteur radio alimenté par l'appareil continuerait à fonctionner un instant).

La résistance de 1000 Ω, disposée entre les bornes de sortie, permet de faire débiter un peu l'alimentation stabilisée, même si aucun appareil n'est branché à sa sortie. Le condensateur de 0,1 µF disposé en parallèle avec elle joue le rôle d'antiparasitage.

Cette petite alimentation, toute simple, peu onéreuse à la construction, délivre, sous une tension stabilisée à 9 V, un courant dont l'intensité peut varier entre 10 et 300 mA, même si la tension secteur varie de plus ou moins 25%. Elle est appelée à vous rendre de très appréciables services...

Il est facile de stabiliser sa tension de sortie à une valeur différente, il suffit d'utiliser une diode Zener de tension nominale appropriée à la tension de sortie désirée, en remplaçant la résistance de 470 Ω par une autre résistance de valeur appropriée...

CHAPITRE 29

CLIGNOTANT A TRANSISTORS

Voici une petite réalisation très intéressante.

En matière de signalisation optique, l'efficacité du double feu clignotant est surprenante. A vous donc de construire une petite lanterne équipée de deux lampes qui s'allument alternativement, chacune d'elles étant allumée alors que l'autre est éteinte et inversement.

Nous avons étudié, au cours du chapitre 12, le multivibrateur astable.

Rappelons qu'un multivibrateur astable est un système symétrique équipé de deux transistors, dont chacun amplifie le signal sortie de l'autre. Lorsque l'un des transistors conduit, son courant de collecteur est important, c'est la saturation. Mais l'autre transistor, lui, est bloqué, son courant de collecteur est nul.

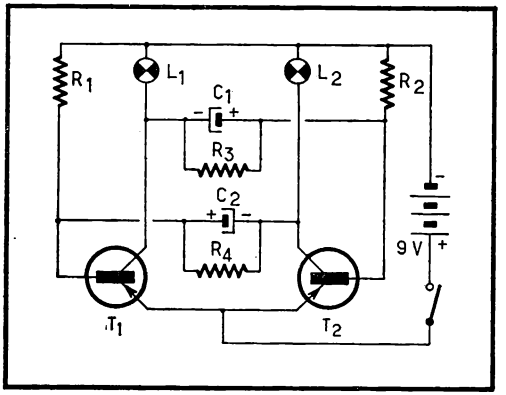


Fig. 29-1. — Les filaments des lampes L_1 et L_2 constituent les résistances de charge des collecteurs des transistors T 1 et T 2.

Cet état n'est pas stable, le multivibrateur bascule très vite, le transistor qui conduisait (saturé) se bloque alors que l'autre, qui était bloqué, se met à conduire. Pour très peu de temps, cependant, car un nouveau basculement ramène l'ensemble à l'état initial, jusqu'à ce qu'un nouveau basculement... Cela se produit sans cesse, jusqu'à ce que les piles qui alimentent le multivibrateur soient usées.

Nous avons mis au point un multivibrateur astable, utilisant deux transistors pour basse fréquence, du modèle de ceux qui équipent d'ordinaire l'étage de sortie (haut-parleur) des récepteurs radio portables.

Les résistances de charge des collecteurs des transistors du multivibrateur sont, tout simplement, les résistances des filaments de très banales lampes qui, habituellement, éclairent les cadrans des postes fonctionnant sur secteur (lampes 6,3 V 0,1 A) (fig. 29-1).

Lorsque les transistors conduisent, chacun à leur tour, le courant de leur collecteur est important, puisque les transistors sont alors saturés. L'intensité du courant de collecteur, à la saturation, correspond à 0,1 A, intensité requise pour l'illumination des filaments des lampes.

De ce fait les lampes s'allument alternativement, à la fréquence des basculements du multivibrateur.

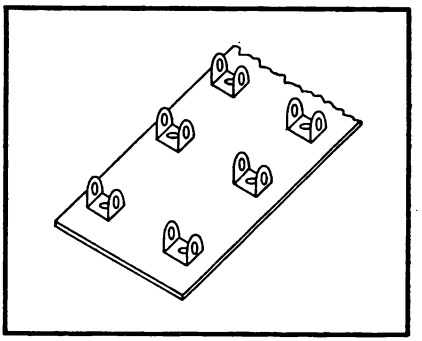


Fig. 29-2. — La barrette à cosses est très commode pour effectuer des montages expérimentaux.

La réalisation n'offre aucune difficulté. Le montage s'effectue aisément à l'aide d'un élément de plaquette à cosses relais, accessoire très commode pour l'expérimentation (fig. 29-2).

Une seule recommandation à exprimer : veiller à respecter la polarité des deux condensateurs électrochimiques utilisés. L'électrode « plus » de ces composants est connectée à la base des transistors.

Nomenclature des composants utilisés pour la construction du clignotant

R1 - R2 : résistances 6,8 kΩ, ½ watt.
R3 - R4 : résistances 2,2 kΩ, ½ watt.
C1 - C2 : condensateurs électrochimiques 200 µF, 12 volts.
L1 - L2 : lampes 6,3 volts, 0,1 ampère.
T1 - T2 : transistors OC74. (*Radiotechnique*).
2 voyants-hublots pour les lampes.
1 interrupteur.
Fil de câblage.
1 coupleur pour deux piles standard 4,5 volts assemblées en série.

CHAPITRE 30

AUGMENTATION DE LA SENSIBILITE D'UN MILLIAMPEREMETRE

En pratiquant l'électronique, nous serons souvent amenés à mesurer des courants très faibles, des courants continus dont l'intensité est de l'ordre de quelques dizaines de microampères.

Pour effectuer de telles mesures, il faut disposer d'un appareil de grande sensibilité, dont l'aiguille dévie, à fond de cadran, pour une intensité de courant de 100 microampères (μA).

De tels instruments sont très fragiles, de plus ils coûtent cher !

Il est néanmoins possible d'utiliser, pour la mesure de ces courants si faibles, un milliampèremètre, appareil courant, peu fragile, d'un prix plus abordable, à condition de faire passer dans cet appareil un courant qui correspond au courant à mesurer, mais amplifié. Il est tout naturel de confier à un transistor le soin d'amplifier les courants faibles, dont on veut mesurer l'intensité, en utilisant un montage qui s'apparente à celui dont le schéma est représenté à la figure 30-1.

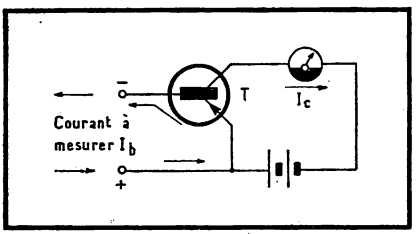


Fig. 30-1. — L'intensité du courant de collecteur est la réplique, amplifiée, de celle du courant de base.

Le courant continu dont on désire mesurer l'intensité passe dans la base du transistor. Le courant de collecteur de ce dernier est la réplique, amplifiée, du courant de base, donc du courant dont on désire mesurer l'intensité. Le milliampéremètre, intercalé dans le circuit du collecteur, nous indique l'intensité du courant de collecteur et, par là même, l'intensité du courant à mesurer, compte tenu du coefficient d'amplification du système.

Nous aboutirons au montage représenté à la figure 30-2, montage dans lequel nous utilisons un transistor *p-n-p* OC71 (*Radiotechnique*) qui a pour rôle d'amplifier le courant faible, d'intensité inférieure à 100 μA,

que nous désirons mesurer. Le courant à mesurer doit passer entre les bornes A et B, bornes d'entrée de notre microampèremètre.

La base du transistor est alimentée à partir d'un pont diviseur, constitué par les résistances R_1 et R_2, disposé aux bornes de la pile 9 V. L'intensité du courant de collecteur, qui correspond à celle du courant à mesurer, amplifié, se mesure à l'aide du miliampèremètre (déviation totale pour un courant d'intensité 1 mA), placé dans un pont, en série avec une résistance ajustable P_1 de valeur (totale) 5000 Ω. Le collecteur du transistor est alimenté, à partir du pôle moins de la pile, par une résistance ajustable P_2 de valeur (totale) 20 ou 25 000 Ω.

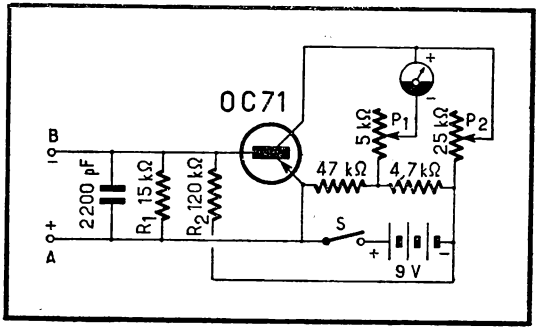


Fig. 30-2. — L'aiguille du milliampèremètre (0-1 mA) dévie à fond de cadran pour un courant de 100 microampères passant de A à B.

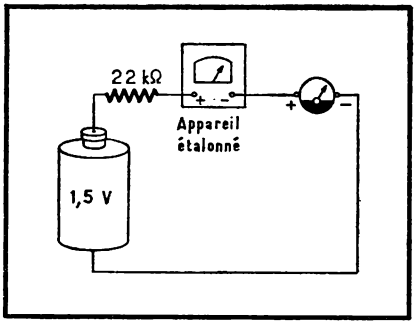


Fig. 30-3. — Il suffit de monter les deux appareils en série pour étalonner le microampèremètre.

La résistance ajustable P_1 permet d'ajuster sur 1 mA, la position de l'aiguille du milliampèremètre, lorsqu'on fait passer un courant de 100 µA entre les bornes d'entrée A et B. Quant à la résistance ajustable P_2, elle permet d'ajuster sur le zéro la position de l'aiguille du milliampèremètre, lorsque les bornes A et B sont libres (pas de courant à mesurer).

Il va sans dire qu'il est indispensable de munir l'appareil d'un interrupteur S, de façon à ne pas laisser les piles débiter lorsque l'appareil n'est pas en service.

ETALONNAGE DE L'APPAREIL

Mettre sous tension, en fermant l'interrupteur S .

Commencer par ajuster le zéro, en intervenant sur le curseur de P_2.

Faire passer, entre les bornes A et B, un courant continu d'intensité connue, inférieure ou égale à 100 mA, en opérant comme indiqué à la figure 30-3. Brancher, en série, le microampèremètre avec un appa-

reil étalonné permettant la mesure d'un courant d'intensité au plus égale à 100 mA. Un courant d'intensité voisin de 70 mA s'obtient en faisant débiter une pile de 1,5 V dans le circuit des appareils de mesure, en série avec une résistance de 22 000 Ω. On lit, sur l'appareil étalonné, l'intensité du courant passant dans le circuit. On manœuvre le curseur de P_1 pour ajuster l'aiguille du microampèremètre sur le point de l'échelle correspondant à l'intensité, mesurée, du courant dans le circuit.

Reprendre une deuxième et même une troisième fois l'opération complète, en recommençant par contrôler le zéro.

EMPLOI

Le microampèremètre est alors prêt pour être utilisé à la mesure de courants continus d'intensité inférieure à 100 μA. Son aiguille dévie à fond de cadran, pour un courant d'intensité 100 μA.

Cet appareil ne convient pas à la mesure de l'intensité de courants alternatifs. Il est prudent d'éviter de le soumettre à des courants alternatifs. Une petite précaution consiste à placer, entre ses bornes d'entrée, un condensateur de 2200 pF, lequel, perméable aux courants alternatifs, évite de soumettre l'appareil à de tels courants, en cas de manœuvre accidentelle. Le condensateur shunte alors le microampèremètre, du point de vue courant alternatif.

CHAPITRE 31

RADIORECEPTEUR A TRANSISTORS

La mode est aux « Kits », ces boîtes qui contiennent tous les composants nécessaires au montage, sans aléa, de radiorécepteurs, électrophones, amplificateurs pour chaînes haute fidélité, orgues électroniques de salon, récepteurs de télévision, sans oublier les appareils de mesure...

Il est donc facile de construire son propre radiorécepteur, c'est ce à quoi nous vous invitons...

LA TECHNIQUE RADIO D'AUJOURD'HUI

Les émetteurs sont des oscillateurs puissants, qui produisent des signaux oscillants sur des fréquences très élevées. Ces signaux sont modulés par d'autres signaux, les signaux modulants, qui sont la traduction électrique de signaux acoustiques (parole, musique, etc.) ou des signaux spéciaux qu'utilisent la radiocommande, le radioguidage, etc.

Les microphones transforment les signaux acoustiques en signaux électriques de basse fréquence, qui sont amplifiés avant de venir moduler (modifier) les signaux oscillants de haute fréquence des émetteurs. La loi de variation du signal modulant est imposée au signal oscillant de l'émetteur. Les antennes rayonnent les ondes, qui se propagent vers les récepteurs ; les ondes sont, en un sens, le véhicule des signaux acoustiques que l'on désire transmettre à distance, sans support matériel.

Chaque émetteur fonctionne sur une fréquence déterminée, imposée, qui lui est rigoureusement personnelle. Par contre, le récepteur, qui doit être accordé sur la fréquence de l'émetteur dont on désire capter l'émission, n'est avantageux que s'il peut recevoir de nombreuses émissions. Il est donc pourvu d'un commutateur de gammes d'ondes (G.O., P.O., O.C., etc.)

Le circuit d'entrée d'un récepteur est un circuit accordable, circuit L - CV, dont il est possible de faire varier la fréquence d'accord en intervenant sur la capacité (variable) du condensateur variable CV, alors que l'inductance L ne varie pas.

La variation de la capacité du condensateur variable permet ainsi l'exploration d'une gamme d'ondes (recherche des stations).

LE CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

Appelons f_1 la fréquence du signal incident provenant de la station dont nous voulons écouter l'émission, fréquence sur laquelle nous accordons, bien entendu, le circuit d'entrée du récepteur. Le signal incident f_1

provenant de l'émetteur, est modulé, il porte en lui le signal modulant de basse fréquence.

Injectons, dans un étage *changeur de fréquence,* le signal incident modulé (f_1) en compagnie d'un signal auxiliaire f_e, non modulé, fourni par un oscillateur local, incorporé au récepteur, sur une fréquence f_1 (qui est différente de f_1), (fig. 31-1).

A la sortie de l'étage changeur de fréquence, encore appelé mélangeur (des signaux f_1 et f_e) nous recueillons un nouveau signal, modulé exactement comme l'est le signal incident f_1. Mais, la fréquence de ce nouveau signal a pour valeur la différence des fréquences du signal de l'oscillateur local (f_e) et du signal incident (f_1), c'est la fréquence intermédiaire F.I.

$$FI = f_e - f_1.$$

Ainsi, nous fabriquons un signal sur la fréquence F.I., qui possède toutes les caractéristiques de la modulation du signal incident provenant de l'émetteur.

Voilà qui peut sembler une curiosité inutile, à première vue, mais qui nous apporte, en fait, des avantages fort appréciables quant à la sélectivité.

Il est facile, en effet, de réaliser des amplificateurs à circuits accordés sur une fréquence donnée (chapitre 24), d'excellent rendement, alors qu'il est difficile de réaliser des amplificateurs de qualité se prêtant à l'amplification des signaux de toute une gamme de fréquences.

Aussi, il est intéressant de ramener sur une fréquence intermédiaire fixe, préalablement choisie, les signaux incidents, de fréquences diverses. La chaîne amplificatrice, accordée sur la fréquence intermédiaire F.I., amplifie dans les meilleures conditions les signaux incidents, dont la fréquence a été changée en fréquence intermédiaire (fig. 31-2).

Certes, il est simple d'accorder le circuit d'entrée du récepteur, grâce au condensateur variable, sur la fréquence du signal incident, mais encore faut-il que la fréquence de l'oscillateur local (f_e) soit distante, de celle du signal incident, de la valeur de la F.I. adoptée. Pas de difficulté à cela : il suffit de munir l'oscillateur local d'un condensateur variable, dont la commande s'effectue conjointement avec celle du circuit d'entrée (commande unique des deux CV.)

En faisant varier la fréquence d'accord du circuit d'entrée, nous faisons également varier la fréquence du signal de l'oscillateur local.

Evidemment, les circuits accordables du récepteur doivent être réalisés de telle sorte que, quelle que soit la fréquence du signal incident, l'écart entre la fréquence du signal incident (f_1) et la fréquence de l'oscillateur local (f_e) soit constant, que la valeur de cet écart soit égale à la fréquence intermédiaire (fixe) des transformateurs adoptés pour le montage.

ETUDIONS LE SCHÉMA

Le schéma général du récepteur est reproduit à la figure 31-3.

A gauche de ce schéma nous y voyons une inductance, bobinée sur bâtonnet en ferrite, il s'agit du cadre collecteur d'ondes. Le commutateur P.O.-G.O. assure la mise en service des bobinages à utiliser pour la réception des Petites Ondes ou des Grandes Ondes.

Le condensateur variable CV d'accord, associé à l'inductance sur bâtonnet, permet l'accord du récepteur sur la fréquence du signal incident venant

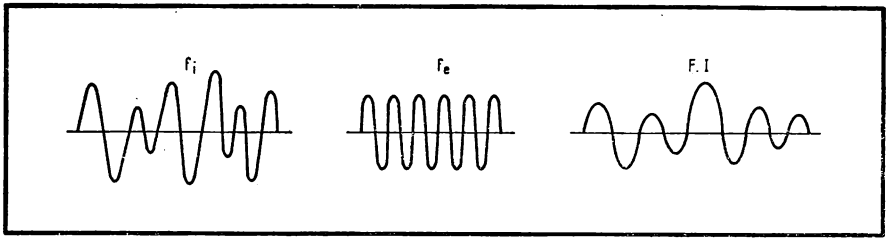


Fig. 31-1. — Le signal F.I., issu du changement de fréquence, possède les caractéristiques de la modulation du signal incident f_i.

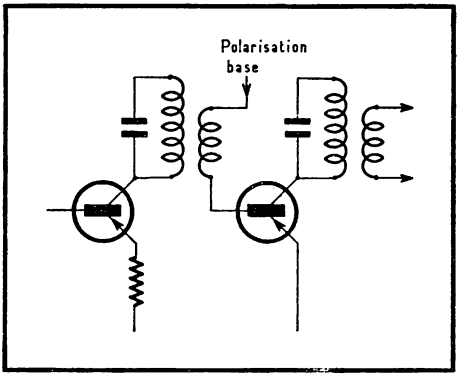


Fig. 31-2. — L'amplification des signaux F.I. s'effectue, dans les meilleures conditions, à l'aide de transformateurs accordés sur la fréquence intermédiaire.

de l'émetteur choisi. Le signal incident f_i, par l'intermédiaire du condensateur de 50 000 pF, qui bloque toute composante continue, est injecté dans la base du transistor T1 qui l'amplifie. La base du transistor est polarisée à partir d'un pont diviseur (2,7 kΩ et 27 kΩ) entre les pôles « + » et « — » de la source d'alimentation sous 9 V du récepteur. Le collecteur du transistor T1 est chargé par le bobinage du primaire du premier transformateur accordé sur la fréquence intermédiaire (F.I. = 480 kHz). Le bobinage primaire du transformateur est disposé en série avec le bobinage secondaire d'un transformateur spécial destiné à la fonction oscillatrice du transistor T1.

Le transistor T1 assume ainsi, simultanément, la fonction amplificatrice du signal incident et la fonction oscillatrice locale. Assumant lui-même ces deux fonctions, il assure donc seul le changement de fréquence.

Le secondaire du premier transformateur F.I. attaque la base du transistor T2, premier amplificateur de la chaîne F.I. ; le transistor est monté en émetteur commun, son émetteur est alimenté par une résistance de 330 Ω.

Le transistor T3, monté lui aussi en émetteur commun, a également pour rôle d'amplifier le signal F.I. qui est injecté dans sa base par l'intermédiaire du secondaire du deuxième transformateur F.I. Les transformateurs garantissent l'adaptation des impédances entre les étages successifs (chapitre 8).

LA DÉTECTION

Dans le bobinage secondaire du troisième transformateur apparaît le signal F.I. qui a subi une importante amplification, dans les deux étages précédents.

Il convient maintenant d'opérer la détection, c'est-à-dire qu'il est nécessaire de redresser le signal F.I. qui est un signal alternatif modulé (sur une fréquence de 480 kHz).

La cellule de détection comporte une diode redresseuse. En série avec la diode est placée une résistance de 5 kΩ, en parallèle avec un condensateur de 25 000 pF. La résistance de 5 kΩ est, à la vérité, un potentiomètre, qui permet d'injecter le signal détecté, par une résistance de 2,2 kΩ et un condensateur de 0,1 μF en série, dans la base du transistor T4.

CONTROLE AUTOMATIQUE DE GAIN

Une résistance de 33 kΩ ramène sur la base du transistor une fraction de la tension du signal détecté. Cette tension ramenée assure la polarisation de la base de T2 en fonction (inverse) des variations de la tension du signal détecté.

Cet artifice permet de compenser les fluctuations du *fading*, c'est-à-dire ces phénomènes d'instabilité de la puissance des signaux incidents reçus, qui peuvent être, par instants, très puissants, ou bien disparus par évanouissement. La tension du signal détecté est évidemment proportionnelle à la puissance du signal incident. En ramenant sur la base du transistor T2 une fraction de la tension du signal détecté, nous forçons l'amplification du transistor T2 lorsque les signaux sont faibles, pour réduire cette amplification dans le cas des signaux puissants, c'est le contrôle automatique de gain (C.A.G.)

ETAGE BASSE FRÉQUENCE

En jouant sur la position du curseur du potentiomètre de la cellule de détection, nous dosons l'amplitude du signal de basse fréquence, issu de la détection, que nous injectons dans la base du transistor T4 ; nous contrôlons donc la puissance sonore développée dans le haut-parleur.

Le transistor T4, amplificateur en émetteur commun, a son collecteur chargé par le primaire d'un transformateur de push-pull, (chapitre 9) dont le secondaire attaque deux transistors identiques T5 et T6, en offrant à leurs bases des signaux en opposition de phase. Le montage push-pull délivre une puissance de sortie élevée, en réduisant la distorsion, la déformation des signaux, au cours de l'amplification.

Le secondaire du transformateur de sortie alimente la bobine du haut-parleur. Parcourue par un courant proportionnel à l'amplitude du signal de basse fréquence, soumise à l'action du champ magnétique de l'aimant permanent du haut-parleur, elle vibre au rythme du signal de basse fréquence. La bobine mobile est solidaire de la membrane du haut-parleur. En vibrant, elle déplace la membrane, laquelle attaque les couches d'air environnantes, reproduisant ainsi, acoustiquement, le signal électrique détecté qui est l'image du signal de modulation à l'émission...

♦

Le montage qui vient d'être décrit n'est pas une réalisation personnelle de l'auteur. Ce récepteur est distribué, en kit, par *Cogerel.*

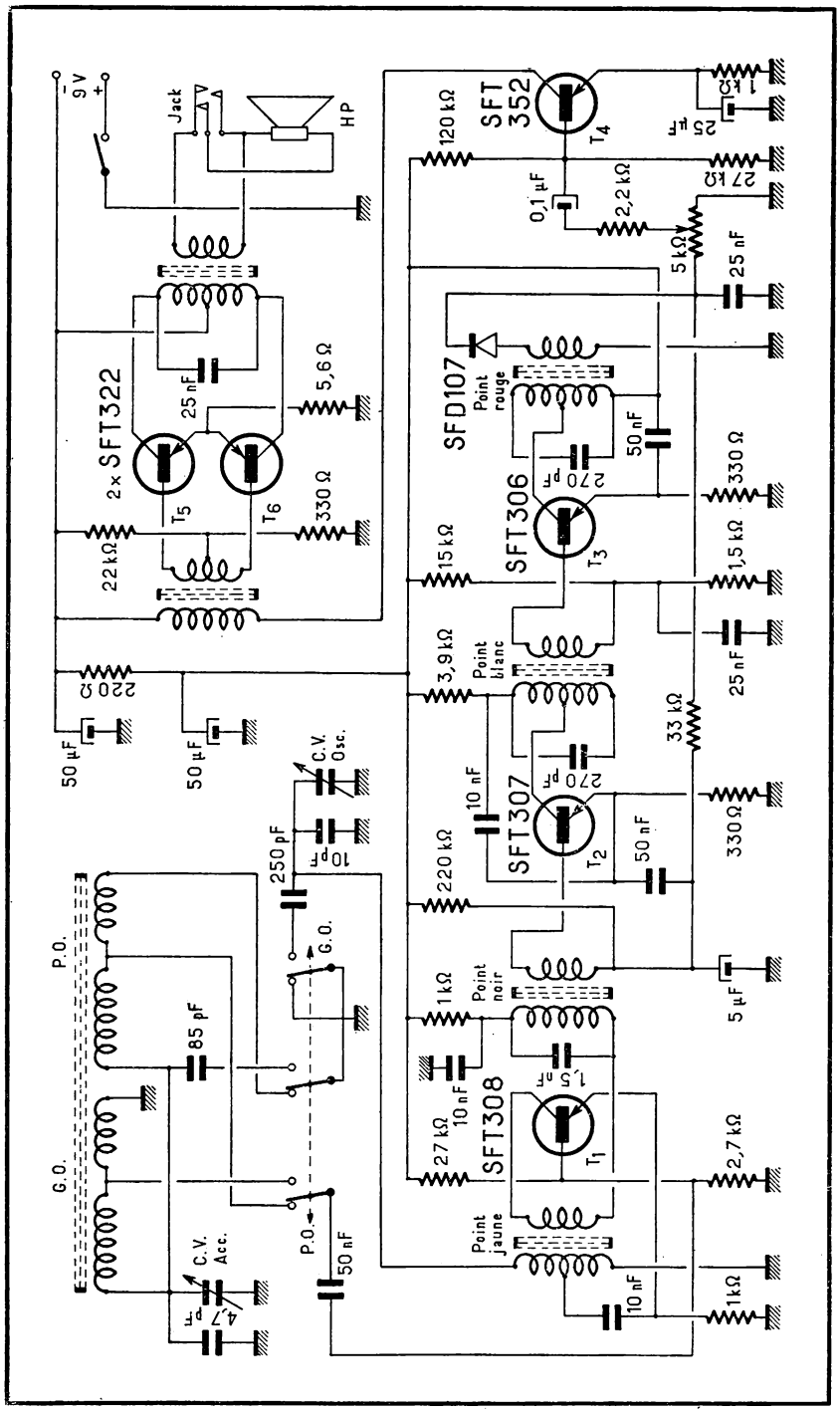


Fig. 31-3. — Le montage push-pull de l'étage amplificateur de basse fréquence confère à ce récepteur une très bonne qualité musicale.

CHAPITRE 32

DISPOSITIF A PHOTODIODE

Voici un petit montage fort intéressant à construire, dont le fonctionnement, sûr, est spectaculaire. Nous ne saurions trop vous engager à le réaliser, pour vous familiariser avec la pratique de l'électronique et de la photo-électricité.

Notre avertisseur comporte un petit relais dont l'enclenchement et le déclenchement sont commandés par l'intensité du faisceau lumineux qui frappe la photodiode. C'est vous dire qu'on peut l'utiliser avec succès dans les innombrables applications que chacun peut facilement imaginer.

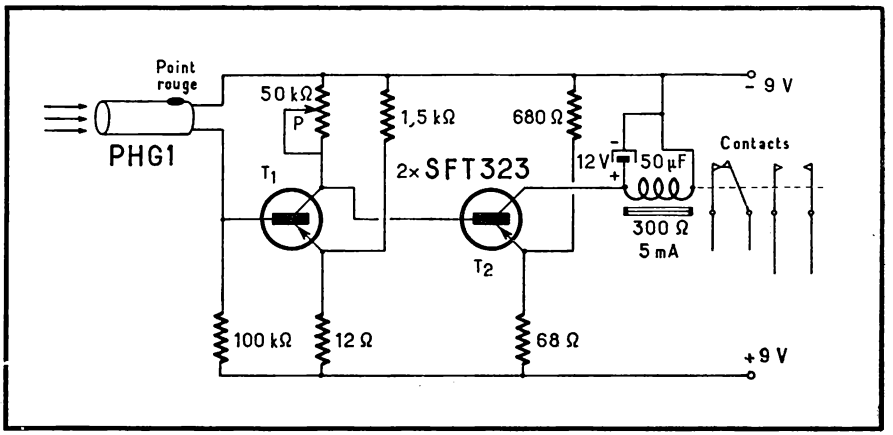


Fig. 32-1. — En manœuvrant le curseur du potentiomètre P on ajuste la sensibilité de l'avertisseur à l'éclairement de la photodiode.

Sa sensibilité est telle qu'on peut l'employer à la détection de fumées ou de flammes, pour commander la mise en service de l'éclairage à la tombée de la nuit, aussi bien que l'arrêt de cet éclairage au lever du jour, pour l'asservissement de moteurs électriques (démarrage ou arrêt) dans un nombre invraisemblable d'applications industrielles.

La bobine du relais de cet avertisseur est parcourue par le courant de collecteur du transistor T2 (fig. 32-1). Lorsque l'intensité du courant de

collecteur de T2 dépasse, en valeur, l'intensité nominale du courant d'excitation du relais, ce dernier enclenche, fermant un contact qui était précédemment ouvert, ouvrant un autre contact qui était fermé, lorsque le relais n'était pas excité.

La base d'un autre transistor T1 est alimentée à partir d'un pont diviseur disposé entre les pôles plus et moins de la source d'alimentation du montage. Ce pont diviseur est constitué par une résistance de 100 000 Ω en série avec la résistance propre d'une photodiode. Comme la résistance interne d'une photodiode diminue avec l'éclairement auquel la photodiode est soumise, plus l'éclairement est intense, plus il passe de courant dans le pont diviseur, plus le potentiel de la base du transistor T1 devient négatif.

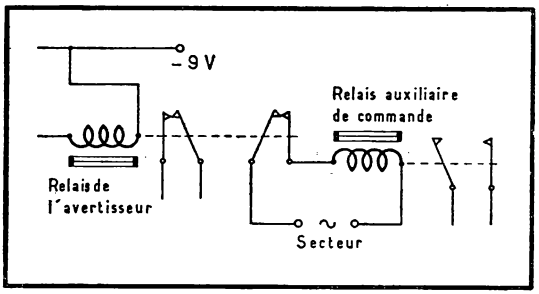


Fig. 32-2. — L'un des contacts du relais de l'avertisseur commande la mise sous tension (ou hors tension) de la bobine du relais auxiliaire.

Le courant de collecteur de T1 est donc d'autant plus important que l'éclairement de la photodiode est fort, mais le potentiel du collecteur de T1 est alors d'autant plus positif, puisque le collecteur de T1 est chargé par une résistance (ajustable P). Plus le potentiel de collecteur de T1 est positif, plus la base de T2 est positive, puisque la base de T2 est reliée au collecteur de T1. A ce moment-là, le transistor T2 est faiblement conducteur, l'intensité de son courant de collecteur est insuffisante pour que le relais soit excité, ce dernier ne « colle » pas, il retombe.

Mais, lorsque l'éclairement de la photodiode diminue, c'est l'inverse qui se produit. Le relais, commandé par T2, enclenche lorsque l'intensité du faisceau lumineux qui attaque la photodiode descend en dessous d'une certaine valeur critique, pour laquelle le relais enclenche.

Il est facile d'ajuster la sensibilité de l'avertisseur à un éclairement déterminé, en manœuvrant le curseur de la résistance ajustable P, résistance variable qui charge le collecteur de T1. Le potentiel de l'émetteur de T2, ainsi que le potentiel de l'émetteur de T1, sont stabilisés à l'aide de ponts diviseurs entre les pôles plus et moins de la source d'alimentation.

Pratiquement, on déplace le curseur de P pour obtenir, à la limite, l'enclenchement du relais pour un éclairement choisi de la photodiode. Ce n'est que lorsque l'intensité du flux lumineux frappant la photodiode descend en dessous de la valeur critique, que le relais déclenche. Cela peut se produire, entre autres, lorsque le faisceau lumineux est intercepté, par exemple lorsqu'on passe un fil entre la source lumineuse qui excite la photodiode et la photodiode elle-même, ce qui est très spectaculaire.

Il reste à utiliser les contacts à fermeture et ouverture du relais pour commander la mise sous tension ou la mise hors tension des montages asservis. Mais il faut préciser que le pouvoir de coupure du relais de

l'avertisseur est faible, aussi doit-on passer par l'intermédiaire d'un relais auxiliaire plus puissant pour commander des montages conséquents, comme indiqué à la figure 32-2.

Nomenclature des composants

Résistances fixes (toutes du type $\frac{1}{2}$ watt)

1 : 12 Ω
1 : 68 Ω
1 : 120 Ω
1 : 680 Ω
1 : 1 500 Ω
1 : 100 000 Ω
1 potentiomètre de 50 000 Ω
1 relais à deux contacts (ouverture et fermeture), d'impédance de bobine 300 Ω, intensité nominale 5 mA.
2 transistors SFT 323.
1 photodiode PHG 1.

CHAPITRE 33

AVERTISSEUR SONORE A SEQUENCES

Cet avertisseur délivre un signal sonore découpé en tops, de durée réglable.

Il comporte un oscillateur transistorisé R-C (à résistances et condensateurs) dont le signal sortie est injecté dans l'entrée d'un amplificateur de basse fréquence, lequel excite un haut-parleur.

Un générateur envoie ses impulsions à une cadence réglable, sur la base du transistor de l'oscillateur R-C, bloquant le signal de ce dernier. Il en résulte, dans le haut-parleur, une série de tops sonores de durée variable de un cinquième de seconde à 5 secondes.

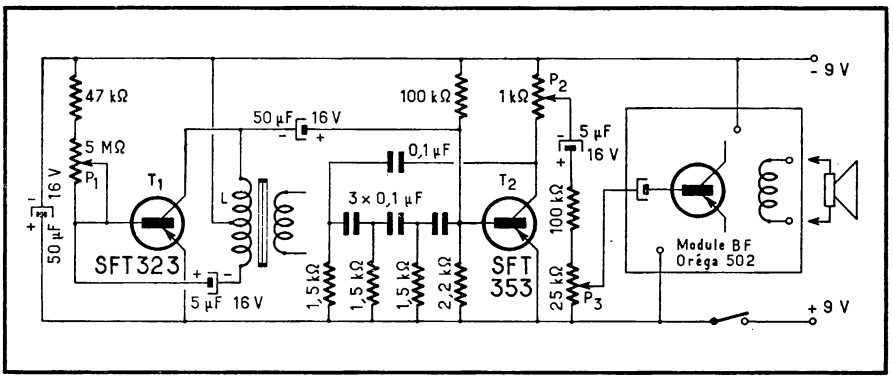


Fig. 33-1. — L'inductance du générateur d'impulsions (transistor T 1) est constituée par l'enroulement secondaire d'un transformateur déphaseur de push-pull à transistors. Son impédance est de 100 ohms entre ses extrémités. Elle possède une sortie au point milieu de son enroulement.

L'oscillateur R-C est constitué par un transistor T2 (SFT 353 *Cosem*) en montage émetteur commun, associé à un assemblage de résistances et condensateurs propre à ramener, sur la base du transistor, le signal auxiliaire d'entretien des oscillations. Le signal auxiliaire est prélevé sur le collecteur du transistor, pour être réinjecté dans la base de ce transistor, après avoir été convenablement mis en phase avant la réinjection. (Se reporter au chapitre 10).

Le générateur d'impulsions est un oscillateur à circuit L-C (inductance-condensateur) équipé du transistor T1 (fig. 33-1). Ce générateur délivre de vigoureuses impulsions dont la fréquence est ajustable par déplacement du curseur du potentiomètre P_1.

On prélève, sur le collecteur du transistor T2, un signal de basse fréquence découpé en tops d'une durée variable et réglable.

Ce signal est injecté dans l'entrée d'un amplificateur de basse fréquence, lequel attaque un haut-parleur. L'amplificateur en question se présente sous la forme d'un « module » tout câblé, sur circuit imprimé, module *Oréga* 502. La mise au point de l'avertisseur sonore est très rapide. On commence par placer le curseur du potentiomètre P_3 au maximum de course, du côté opposé à la ligne plus de l'alimentation générale. Puis on ajuste la position du curseur du potentiomètre P_2 pour obtenir un son pur dans le haut-parleur. Le niveau sonore de l'avertisseur se dose en manœuvrant le curseur du potentiomètre P_3. La durée des tops sonores est commandée par la position du curseur du potentiomètre P_1.

Nomenclature des composants

Résistances fixes (toutes du type $\frac{1}{2}$ W)

3 : 1,5 kΩ
1 : 2,2 kΩ
1 : 47 kΩ
1 : 100 kΩ

Potentiomètres

P_1 : 5 MΩ
P_2 : 1 kΩ
P_3 : 25 kΩ

Condensateurs

4 : 0,1 μF
2 : 5 μF (16 V)
2 : 50 μF (16 V)
Inductance L : enroulement secondaire de transformateur de liaison *Oréga* 1071.

Transistors

T1 : SFT 323
T2 : SFT 353
1 Module BF *Orega* 502.
1 haut-parleur approprié au module 502.

TABLE DES MATIERES

1re PARTIE. — LES SEMICONDUCTEURS

Chapitre 1. — De la structure de la matière 7
Chapitre 2. — Jonction p-n et diode semiconductrice 18
Chapitre 3. — Le transistor 26
Chapitre 4. — Caractéristiques statiques des transistors 31
Chapitre 5. — Les caractéristiques dynamiques des transistors et l'amplification 41
Chapitre 6. — Le montage à électrode commune 50
Chapitre 7. — Alimentation et stabilisation thermique des transistors 58
Chapitre 8. — Les liaisons entre étages 65
Chapitre 9. — Les classes d'amplification 73
Chapitre 10. — Oscillateurs à transistors 79
Chapitre 11. — Générateurs de signaux à transistors 88
Chapitre 12. — Différentes sortes de transistors 105

2e PARTIE. — TUBES ELECTRONIQUES

Chapitre 13. — La diode à vide 119
Chapitre 14. — Le tube triode. Caractéristiques statiques et paramètres 126
Chapitre 15. — Caractéristiques dynamiques de la triode. Amplification .. 136
Chapitre 16. — Tubes multigrilles et tubes composites 149
Chapitre 17. — Oscillateurs et générateurs de signaux à tubes électroniques 158
Chapitre 18. — Les cathoscopes 165
Chapitre 19. — Les tubes spéciaux pour hyperférences 171
Chapitre 20. — Ionisation gazeuse - Tubes à gaz 177
Chapitre 21. — Les cellules photo-électriques 189

3e PARTIE. — AUTRES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

Chapitre 22. — Les résistances 197
Chapitre 23. — Les condensateurs 203
Chapitre 24. — Les inductances et les circuits accordés 209

4e PARTIE. — QUELQUES APPLICATIONS DE L'ELECTRONIQUE

Chapitre 25.
— Mesure et régulation des températures 214
— Chauffage par courants de haute fréquence 215
— Mesure de débit des fluides 216
— Détection et mesure des vibrations 217
— Microscope électronique 218
— Les centrales électriques de demain 219
— Télévision 221
— Laser 223

5e PARTIE. — ELECTRONIQUE PRATIQUE

Chapitre 26. — Un peu de technologie 226
Chapitre 27. — Analyseur de semiconducteurs 231
Chapitre 28. — Alimentation stabilisée filtrée 238
Chapitre 29. — Clignotant à transistors 244
Chapitre 30. — Augmentation de la sensibilité d'un milliampèremètre 246
Chapitre 31. — Radiorécepteur à transistors 249
Chapitre 32. — Dispositif à photodiode 254
Chapitre 33. — Avertisseur sonore à séquences 257

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

AIDE-MÉMOIRE DU RADIOTECHNICIEN, par **W. Sorokine.** — Tableaux, formules et calculs des pièces détachées radio et des tubes. 204 pages, format 16-24 ..... **12 F**

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES (TECHNOLOGIE DES) par **R. Besson.** — Etude technologique des résistances, bobinages et condensateurs.
264 pages, format 16-24 ..... **27 F**

COURS D'ÉLECTRICITÉ POUR ÉLECTRONICIENS, par **P. Bleuler et J.-P. Fajolle.** — Ce livre, rédigé par des professeurs d'une école réputée, est plus qu'un simple cours d'électricité. Il se signale en effet par un développement exceptionnel de tous les chapitres servant de base à l'électronique. 368 pages, format 16-24 ..... **39 F**

COURS FONDAMENTAL DE RADIO ET ÉLECTRONIQUE, par **W. Everitt.** — Cet ouvrage remplace le « Cours Fondamental de Radioélectricité Pratique » du même auteur. Considérablement augmenté, il a été complétement refait pour tenir compte des évolutions récentes de la technique. Il reste cependant un « classique » qui ne fait pas appel à des connaissances poussées de mathématiques. 672 pages, format 16-24 ..... **45 F**

INITIATION A LA PRATIQUE DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — Étude de la radio par la construction de 7 récepteurs à transistors.
128 pages, format 16-24 ..... **9,90 F**

LABORATOIRE D'ÉLECTRONIQUE, par **A. Haas.** — Equipement et installation ; sources d'alimentation ; indicateurs galvanométriques ; oscilloscopes et enregistreurs ; étalons et étalonnage.
248 pages, format 16-24 ..... **24 F**

LA RADIO ?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE ! par **E. Aisberg.** — Le meilleur ouvrage d'initiation.
184 pages, format 18-23 ..... **7,50 F**

LA TÉLÉVISION ?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE ! par **E. Aisberg.** — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable, indispensable aux débutants en télévision.
168 pages, format 18-23 ..... **7,50 F**

LE DÉPANNAGE T.V. ?... RIEN DE PLUS SIMPLE ! par **A Six.** — Présentation, dialogues et illustrations similaires à ceux des célèbres ouvrages de E. Aisberg.
132 pages, format 18-23 ..... **12 F**

L'ÉLECTRONIQUE ?... RIEN DE PLUS SIMPLE ! par **J.-P. Œhmichen.** — Les ressources de la technique permettent d'imaginer de nombreuses façons de capter un phénomène pour s'en servir, après transformation pour une commande ou un contrôle. Ce sont ces multiples possibilités qui font l'objet de cet ouvrage d'initiation.
248 pages, format 18-23 ..... **27 F**

LE TRANSISTOR ?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE ! par **E. Aisberg.** — La constitution d'un transistor, ses caractéristiques, son utilisation dans les récepteurs et montages électroniques.
148 pages, format 18-23 ..... **12 F**

MESURES ÉLECTRONIQUES, par **A. Haas.** — Notions de métrologie, mesures des grandeurs électriques, mesures des composants passifs et actifs, mesures des amplificateurs, sources de courant stabilisées.
264 pages, format 16-24 ..... **27 F**

L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL, par **A. Haas.** — Méthodes de mesures et interprétation de plus de 300 oscillogrammes relevés par l'auteur.
224 pages, format 16-24 ..... **18 F**

PRATIQUE ÉLECTRONIQUE, par **J.-P. Œhmichen.** — Conception, calcul et réalisation des ensembles électroniques.
304 pages, format 16-24 ..... **13,50 F**

RADIO-ISOTOPES DANS L'INDUSTRIE (LES), par **R. Kraemer.** — Sources radioactives ; détection des rayonnements ; mesure de la radioactivité ; applications industrielles ; protection.
260 pages, format 16-24 ..... **33 F**

TECHNIQUE DE L'OSCILLOSCOPE, par **A. Haas.** — Principe et constitution du tube cathodique ; étude des circuits d'amplification et de balayage ; utilisation.
216 pages, format 16-24 ..... **21 F**

VOTRE RÈGLE A CALCUL, par **Ch. Guilbert.** — Il ne faut pas se borner à faire de simples règles de 3 avec une règle à calcul. L'auteur expose tout le parti que l'on peut retirer de cet instrument quand on le connait parfaitement.
72 pages, format 21-27 ..... **9 F**

(Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob - PARIS-VI• C. P. Paris 1164-34

COURS ÉLÉMENTAIRE D'ÉLECTRONIQUE est un ouvrage de base indispensable à toute personne qui, n'ayant aucune connaissance en électronique, veut en entreprendre une étude profitable.

Dans les deux premières parties, l'auteur explique très clairement pourquoi, quand et comment les composants actifs, à savoir les semiconducteurs et les tubes, sont utilisés dans les différents montages. La troisième partie est consacrée à l'étude des éléments passifs : résistances, condensateurs et bobinages. Dans la partie suivante sont décrites diverses applications industrielles de l'électronique.

Pour terminer sur une note pratique, le lecteur trouvera un certain nombre de schémas qui lui permettront de réaliser divers montages à transistors.

Ce cours, qui n'exige pas de connaissances préliminaires en physique ou en mathématiques et qui procède du particulier au général en une progression soigneusement dosée, constitue un excellent ouvrage d'initiation à l'électronique.